

Introduzione

RFID, acronimo di Radio Frequency Identification è un termine che indica l'insieme di tecnologie d'identificazione basate sulla trasmissione dei dati tramite radiofrequenza.

L'identificazione implica l'assegnazione ad un oggetto di un'identità univoca che consenta di distinguerlo in modo non ambiguo. Il fine principale di questa tecnologia, pertanto, è di assumere da parte di un "identificatore", informazioni su oggetti, animali o persone identificati, per mezzo di piccoli apparati a radiofrequenza associati ai medesimi. L'assunzione d'informazioni è relativa a operazioni di ricerca, identificazione, selezione, localizzazione spaziale e tracciamento. Identificatore e identificato comunicano mediante segnali a radio frequenza, quindi senza necessità di contatto fisico (a differenza, ad esempio, delle carte a banda magnetica) e senza che gli apparati siano in visibilità ottica (a differenza, ad esempio, dei codici a barre).

L'antenato degli RFID è comunemente riconosciuto nel sistema "Identification Friend or Foe (IFF) " sviluppato in Inghilterra durante la seconda guerra mondiale (1940). L'apparato a bordo degli aerei alleati, rispondeva, se interrogato, identificando così gli aerei alleati e distinguendoli da quelli nemici. La tecnologia si è poi evoluta in sistemi per seguire la rotta dei carri ferroviari, per l'automazione di processi nell'industria automobilistica, per la localizzazione del bestiame e degli animali selvatici, in agricoltura e nelle riserve naturali, per l'antitaccheggio nel commercio al minuto, per chiavi e documenti elettronici, ecc.

Uno dei primi sistemi d'identificazione automatica è stato il codice a barre (barcode label), che scatenò una vera e propria rivoluzione nei sistemi d'identificazione automatica. Negli ultimi tempi, però, questi sta diventando inadeguato per moltissime applicazioni, pur essendo estremamente economico. Il suo limite principale è nella scarsa capacità di memorizzazione dei dati e nella impossibilità di essere riutilizzato.

La soluzione RFID è tecnicamente più vantaggiosa grazie alla memorizzazione dei dati in un chip di silicio. La diffusione di questi sistemi è avvenuta principalmente dagli anni '90 in poi e attualmente esistono numerose soluzioni commerciali a costi contenuti.

Quest'elaborato si pone l'obiettivo di presentare una nuova configurazione di *Modular*

Antenna (in grado cioè di poter lavorare correttamente nella due regioni di campo vicino, reattivo e radiativo) utilizzabile come antenna in un desktop reader Near-Field in banda UHF. Nella antenna modulari si sfrutta la radiazione di una travelling wave antenna e un antenna low-gain per estendere la zona di lettura del reader al di sopra di qualche centimetro rispetto alla superficie dell'antenna (zona radiativa di campo vicino) .

Nel primo capitolo sarà presentata una panoramica delle principali antenna per reader NF-UHF presenti in letteratura a partire dalle prime pubblicate nel 2007 fino ad arrivare ai giorni nostri.

Nel secondo capitolo viene proposto il design di una nuova antenna per applicazioni Near-Field UHF per reader RFID. Nel capitolo saranno descritti e presentati i passaggi e i risultati che hanno portato all'ottimizzazione di tale antenna grazie all'utilizzo del CST Microwave Studio- Antenna Design and Simulation.

Nel terzo e ultimo capitolo viene presentato un resoconto del lavoro condotto nel Laboratorio di Ingegneria Elettrica dell'Università di Oviedo in Spagna, dove è stato fabbricato e testato il prototipo relativo al design proposto nel Capitolo 2. Oltre a presentare il processo di fabbricazione del prototipo, vengono mostrati tutti i risultati ottenuti dalle misure in fase di Testing e confrontati con i risultati ottenuti via software presentati nel Capitolo 2.

Capitolo 1

1.1 La tecnologia RFID

RFID è l'acronimo di Radio Frequency Identification ed è un termine generico usato per descrivere un sistema che trasmette l'identità di un oggetto o di una persona (mediante un numero seriale univoco) utilizzando le onde radio.

E' una tecnologia per l'identificazione e/o memorizzazione dei dati relativi a oggetti, animali o persone. La particolarità di questa tecnologia risiede nel fatto che un lettore (reader) è in grado di comunicare con delle etichette (tag), leggerne i suoi contenuti e trasmetterli ad un computer senza alcun intervento umano.

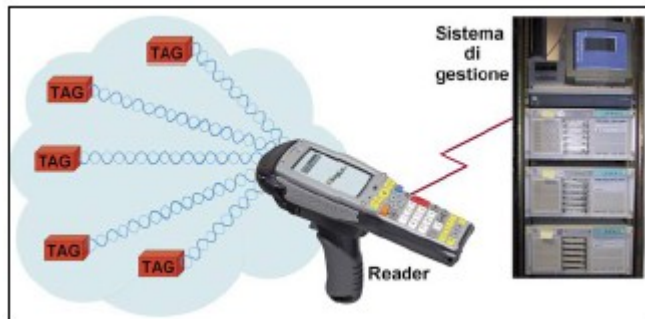


Figura 1: Sistema RFID

Un sistema RFID è dunque costituito da tre elementi: un apparecchio di lettura/scrittura (lettore), uno o più TAG RFID (tag o trasponder) e un sistema informativo di gestione e trasferimento dei dati da e verso i lettori.

Il TAG può essere attivo, passivo o semi-attivo. Un'etichetta attiva necessita di una batteria di alimentazione, di una o più antenne per inviare il segnale di lettura e ricevere le risposte. In generale un'etichetta attiva copre distanze operative maggiori dei tag passivi.

Un tag passivo contiene un microchip privo di alimentazione e possiede un'antenna posta su un materiale che fa da supporto fisico.

Un lettore nelle vicinanze che emette un segnale a radiofrequenza è in grado di attivare il microchip tramite il principio dell'induzione elettromagnetica, fornendogli l'energia necessaria all'attivazione e permettendo la trasmissione dei dati in esso contenuti verso l'apparato che li riceve.

Il tag semi-passivo, infine, ha una fonte di alimentazione indipendente dal reader ma trasmette solo se interrogata.

Esistono numerosi tipi di tag RFID, normati da standard e che operano in un intervallo di frequenze ben definito: 125-134 kHz (LF Low Frequencies), 13.56 MHz (HF High Frequencies), 433 MHz (UHF Ultra High Frequencies bassa, utilizzata per i tag attivi in Europa), 860-960 MHz (UHF media), 2.4 GHz (UHF alta), 5.8 GHz (SHF Super High Frequencies solo per tag attivi), > 5.8 GHz (UWB Ultra Wide Band 3.1GHz- 10.6 Ghz).

Per le Low Frequency (LF) e per le High Frequency i sistemi RFID sono a corto raggio e basati sull'accoppiamento induttivo tra il reader e le antenne tag attraverso il campo magnetico.

I sistemi UHF RFID a microonde sono a lungo raggio e utilizzano la propagazione di onde elettromagnetiche tra il reader e le antenne tag.

I sistemi UHF RFID presentano parecchi vantaggi rispetto ai sistemi LF/HF ma le loro prestazioni in generale sono più suscettibili alla presenza di diversi dielettrici e oggetti conduttori nelle vicinanze del tag.

La scelta della frequenza di lavoro influisce sulla distanza (range) di operatività del sistema, sulle interferenze con altri sistemi radio, sulla velocità di trasferimento dei dati e sulle dimensioni dell'antenna.

I sistemi che usano frequenze più basse sono spesso basati su TAG passivi e sono in grado di trasmettere dati a distanze massime dell'ordine del metro e mezzo. Nei sistemi a frequenze più elevate, invece, oltre ai TAG passivi (con limitazioni a pochi metri delle distanze operative) sono diffusi TAG attivi che possiedono distanze operative maggiori. Per sistemi a frequenza più alta, la velocità di trasferimento dati è generalmente

maggiore mentre la dimensione delle antenne si riduce e questo consente di costruire TAG più piccoli.

In particolare l'Item-level-tagging (etichettatura dei singoli prodotti) ha ricevuto sempre maggiore attenzione, specialmente nelle industrie farmaceutiche e nelle industrie di vendite al dettaglio.

Tipicamente per le applicazioni pratiche sono stati utilizzati i sistemi RFID Low Frequency LF (125 KHz-134 KHz) e High Frequency HF (13.56 Mhz). Un sistema UHF-RFID (865-928 Mhz) ha diversi vantaggi rispetto ai sistemi LF/HF RFID, ad esempio un data rate più alto e la possibilità di leggere un più alto numero di tag che si trovano disposti uno sopra l'altro.

Oltre ai classici sistemi UHF-RFID operanti nella regione di campo lontano, recentemente si stanno diffondendo sistemi in cui la comunicazione tra *reader* e *tag* avviene nella regione di campo vicino (*Near Field*, NF) delle due antenne (*NF-UHF-RFID*).

In un sistema RFID per la gestione di magazzini l'antenna del *reader* deve essere in grado di identificare l'oggetto equipaggiato di *tag* che passa attraverso di esso senza leggere altri oggetti presenti nello scenario. In questa circostanza, una possibile soluzione da utilizzare per l'antenna del *reader* è un'antenna focalizzata in campo vicino. Essa consente di massimizzare il campo irradiato nella zona desiderata evitando le interferenze con zone adiacenti e in più è in grado di irradiare una potenza minore in campo lontano rispettando i requisiti di EIRP.

Un'altra applicazione per i sistemi *NF-UHF RFID* è costituita dagli scaffali intelligenti (*smart shelves*). In questo caso è utile per la gestione del singolo elemento, ad esempio in negozi, biblioteche o farmacie, un'antenna in grado di irradiare nella regione di campo vicino in modo da identificare solo gli oggetti posti sullo scaffale. Inoltre possono essere applicati algoritmi di localizzazione per individuare la posizione dell'oggetto all'interno dello scaffale stesso. L'ampia diffusione dei sistemi RFID fa sì che essi siano impiegati non solo per l'identificazione ma anche per la localizzazione degli oggetti stessi in ambienti indoor. In tal caso è possibile sviluppare tecniche opportune che utilizzano sia informazioni di

ampiezza che di fase per la localizzazione di oggetti su cui sono posti *tag* UHF-RFID.

Nelle applicazioni Near-Field si utilizzano tipicamente “small loop” in quanto la loro modesta dimensione produce un basso guadagno in far-field e quindi una “capability” a corto raggio.

Inoltre sono stati condotti parecchi studi per analizzare il comportamento del canale di propagazione e l'accoppiamento mutuo tra le antenne reader e i tag.

Grazie a questi studi è possibile dedurre le linee guida per la progettazione dei tags e il design dei reader al fine di migliorare la tag detection.

Chen *et al.* in [2-3] hanno presentato un'equazione per stimare il coefficiente di accoppiamento tra due antenne poste l'una nella regione di near-field dell'altra, focalizzandosi sulle applicazioni UHF RFID.

Anche Fuschini *et al.* in [4] hanno ricercato le principali proprietà di un sistema NF UHF RFID attraverso i principi dell'analisi teorica elettromagnetica basata su semplici ma significativi elementi radiativi (ad esempio loops o dipoli).

Inoltre anche Buffi *et al.* in [5] hanno presentato un'analisi numerica sull'accoppiamento in campo vicino tra tag UHF RFID sulle basi di un parametro chiamato Power Transmission Efficiency (PTE). Ancora A.C. de Souza *et al.* in [7] hanno misurato un parametro chiamato Normalized Power (NP) al fine di caratterizzare i tag passivi UHF RFID commerciali nelle zone di campo vicino e di campo lontano.

Sono state proposte un gran numero di antenne specifiche per reader in campo vicino al fine di migliorare le prestazioni dei sistemi NF-UHF RFID. Vale la pena notare che in un sistema NF UHF RFID possono essere usati reader e tag solamente andando a cambiare al convenzionale UHF reader l'antenna che lavora in campo lontano con una in grado di lavorare in campo vicino.

Negli ultimi anni sono state proposte un sempre più elevato numero di possibili soluzioni per la progettazione di antenne Near Field, mirando sempre a confinare il campo generato in un'area limitata o in un volume chiuso nelle vicinanze del reader.

1.2 Panoramica generale sulle antenne per sistemi NF UHF RFID

L'interesse verso lo studio del design delle antenne per reader UHF-RFID ottimizzate per l'accoppiamento in campo vicino è abbastanza recente (i primi articoli sono stati pubblicati nel 2007).

Analogamente a tutti sistemi wireless basati sull'accoppiamento in campo vicino, il design dell'antenna del reader è la chiave principale per migliorare le prestazioni del sistema, quando la potenza del reader è limitata o il livello delle interferenze deve essere tenuto sotto una determinata soglia.

Le linee guida e le specifiche dell'antenna per un lettore NF UHF RFID sono riportate in Tabella 1.

E' richiesto fondamentalmente di generare una distribuzione di campo uniforme in una regione di interrogazione confinata, con una bassa radiazione nella zona al di fuori di quella desiderata. L'andamento dell'ampiezza del campo del lettore confrontato con la distanza dall'antenna determina il range di detection di un sistema RFID .

Il lettore e i tag possono accoppiarsi o attraverso l'accoppiamento magnetico (in modo induttivo) o attraverso l'accoppiamento elettrico (in modo capacitivo).

L'accoppiamento induttivo viene preferito nella maggior parte delle applicazioni in quanto l'energia reattiva è immagazzinata nel campo magnetico. Pertanto questi sistemi sono affetti solo da oggetti con alta permeabilità magnetica e sono in grado di lavorare in prossimità di metalli e liquidi e anche quando sono presenti molti oggetti nelle vicinanze.

Al contrario, i sistemi ad accoppiamento capacitivo non sono facilmente utilizzabili nelle applicazioni pratiche poiché l'energia è immagazzinata nel campo elettrico che è fortemente affetto dagli oggetti ad alta permittività dielettrica e conducibilità.

Comunque, in entrambi i casi, è richiesta una distribuzione di campo uniforme per evitare una mancata lettura. Inoltre, visto che l'orientazione del tag può essere qualsiasi, è necessario che l'energia, sia elettrica che magnetica, sia distribuita uniformemente tra

tutte le componenti di campo vicino.

Normalmente le antenne reader per la zona di campo lontano possono non essere performanti per le applicazioni in campo vicino. In particolare per i tag posizionati uno sopra l'altro, le performance dei tag saranno significativamente ridotte a causa del forte accoppiamento mutuo tra loro.

Caratteristiche	Specifiche	Note
VSWR	Minore di 1-1.5	Limitare la potenza riflessa verso la parte anteriore del lettore
Far Field Radiation	Bassa Direttività ed efficienza di Radiazione per limitare il guadagno dell'antenna in Far Field (Gain circa -4/-8 dBi)	Limitare le false rivelazioni di tag che sono collocati al di fuori dell'area presvista per la Tag Detection. Un guadagno dell'antenna minore di -10 dBi determina basse performance nella regione radiativa del Near-Field, specialmente quando i tag sono connessi a oggetti conduttori o in presenza di tag impilati
Near Field	Campo il più uniforme e alto possibile sulla superficie dell'antenna. Campo basso in Ampiezza dietro l'antenna	Permettere il successo della lettura del tag indipendentemente dalla posizione del tag sulla superficie dell'antenna, dall'orientazione spaziale del tag, tipologia del tag e dalle caratteristiche del piano dove è situato il reader
Field Polarization	Energia elettrica e magnetica distribuite pressochè uniformemente tra tutte le componenti di campo vicino. Polarizzazione del campo	Avere successo nella lettura del tag indipendentemente dalla sua orientazione spaziale

	Circolare (rapporto assiale minore di 3 dB nella direzione normale alla superficie dell'antenna) nella regione radiativa di campo vicino	
Layout	Sottile e scalabile nelle dimensioni	Adattare il reader per l'applicazione e i requisiti di marketing richiesti

Tabella 1. Specifiche per antenne reader NF UHF RFID

Dal 2007 sono state presentate una grande quantità di antenne per desktop reader NF UHF RFID tipicamente antenne planari low-profile con una dimensione più piccola di $\lambda \times \lambda$ (con λ lunghezza d'onda in spazio libero).

Una classificazione realistica delle antenne reader che sono adatte per una tag detection può essere la seguente:

- **Loop-like resonant antennas:** Segmented loop antennas e multi-loop antennas
- **Leaking transmission-line antennas:** Basate sulla tecnologia a microstriscia , Coplanar Waveguide (CPW) o Coplanar Stripline (CPS)
- **Resonant antennas and arrays:** Patches, slots, slotted patches, array di patches

1.2.1 Loop-like resonant antennas

Le antenne usate più comunemente sono le Single Loop nella regione di Near-Field e Multi-Turn Loop perchè sono in grado di generare un forte campo magnetico in Near-Field.

Tuttavia, nella banda UHF, vengono usati loop fisicamente grandi per effettuare la detection su aree vaste, mostrando, però, campi deboli nella zona centrale, visto che la distribuzione di corrente attraverso il loop risente di un'inversione di fase e nulli di corrente. Per fornire un campo magnetico elevato e uniforme nella parte centrale dell'antenna, qualche loop è fatto da segmenti di linee (chiamati *Segmented Loops*) dove la corrente si mantiene pressochè costante e in fase lungo il loop anche se il perimetro è

più grande della lunghezza d'onda di lavoro.

Sono state presentate un gran numero di tecniche per il design dei tipi di loop in grado di generare una distribuzione di campo magnetico uniforme ed elevato.

In particolare le antenne *Segmented Loops* sono ottenute attraverso l'inserimento di elementi capacitivi ([13-14]), condensatori distribuiti [15-20], linee accoppiate [21-22], dash lines [23-35], embedded phase-shifter dentro solid-line loop [36-37].

Il primo paper sulle antenne segmentate per applicazioni NF UHF RFID fu pubblicato da Dobkin *et al.* nel 2007 [13]. In questa antenna, ogni elemento del loop segmentato è fatto di una linea metallica e di carichi collegati in serie (Fig.1)

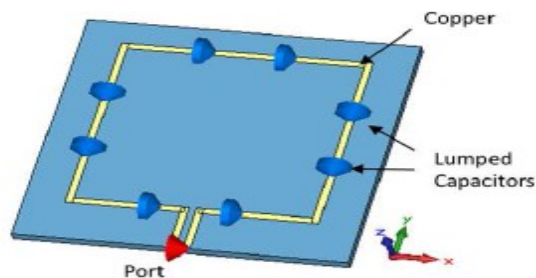


Figura 2: Antenna Segmented-Loop ottenuta attraverso l'utilizzo di carichi capacitivi

L'adattamento dell'impedenza d'ingresso è complicato in quanto la resistenza di radiazione è molto piccola. Pertanto nella parte opposta dell'alimentazione della antenna vi è saldato un resistore al fine diminuire il fattore di qualità (Q) dell'antenna stessa. I test di tag detection sono stati fatti usando dei piccoli loop-like tag. Per loop segmentati di diametro 10 cm il tag viene letto fino a circa 9 cm.

Possono essere ottenuti semplici loop stampati usando condensatori distribuiti fatti con linee accoppiate (double-C shaped o condensatori fork shaped) invece di carichi capacitivi [15-20].

In [17-20] sono stati progettati le *Square Segmented Loops* con un perimetro di 2λ .

In [23-25] è stato aggiunto un segmento parassita al loop principale in modo da ottenere una distribuzione di campo magnetico uniforme nella zona centrale del loop principale

così che il perimetro della zona di interrogazione del dual-loop si possa estendere al di sopra delle tre lunghezze d'onda operative.

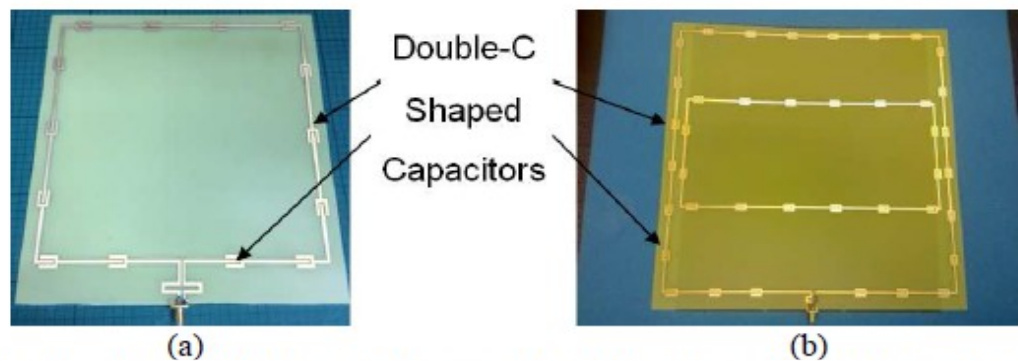


Figura 3: Antenna Segmented-Loop ottenuta attraverso l'utilizzo di double-C shaped capacitors: (a) simple loop (b) square loop

Le soluzioni Segmented-Loop possono massimizzare l'accoppiamento magnetico con loop-tag che sono paralleli alla superficie dell'antenna.

Tuttavia, in molte applicazioni, l'orientazione del loop-tag risulterà essere verticale rispetto al piano dell'antenna. Per massimizzare l'accoppiamento magnetico in questi casi Liu *et al.* [22-23] hanno proposto un loop di 16cm di diametro, che è realizzato da 4 quattro coppie di stub accoppiati.

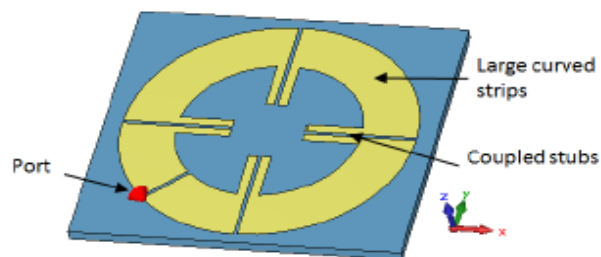


Figura4 Antenna Segmented Loop composta da quattro strip curve separate da quattro coppie di tub di accoppiamento [22-23]

Gli stub sono stati realizzati in modo da ottenere una corrente in fase in direzione opposta al loop, in modo da migliorare l'adattamento di impedenza. Le misure mostrano che il campo vicino dell'antenna proposta ha un range di lettura massima di 20cm per il loop-tag con un diametro di soli 9mm e collocato al centro dell'antenna.

In [23-24] le antenne comprendono una *square dash-line* interna ed una esterna come presentato nella figura successiva.

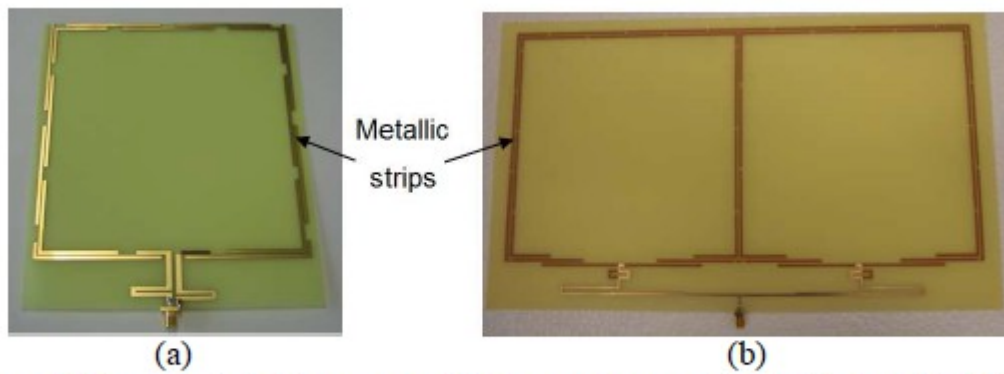


Figura 5: Antenna Coupled Dash-Line Loop: (a) single loop [23-24] (b) Grid-Array [30-32]

La linea di accoppiamento segmentata procura un piccolo ritardo di fase rispetto alle sezioni vicine così che la distribuzione di corrente che scorre sul loop segmentato sia in fase. In [25-26] viene proposto da X. Qing *et al.* una dash-line segmented-loop caratterizzata da un perimetro comparabile a due lunghezze d'onda ($160 \times 180 \text{ mm}^2$). In [25] viene presentata una dash-line segmented-loop a banda larga che permette di avere una zona di interrogazione di $154 \times 154 \text{ mm}^2$ con un buon adattamento dell'impedenza e una distribuzione di campo magnetico uniforme sull'intera banda. Per aumentare l'area di detection, Shi *et al.* hanno proposto un grid array 2×1 di *square segmented-loop* con un bordo in comune, andando così a coprire un area di $308 \times 150 \text{ mm}^2$ (Figura 5.b).

1.2.2 Leaking transmission-line antennas

Un'alternativa alle antenne risonanti a loop possono essere le antenne a onda viaggiante costituite da una o più linee di trasmissione con perdita. La linea di trasmissione può essere terminata su un carico adattato (distribuzione di corrente onda viaggiante) oppure su un carico resistivo o capacitivo che può essere variato per controllare la quantità di di energia dell'onda riflessa (modello di corrente onda stazionaria).

Sono state sfruttate diversi tipi di linee di trasmissioni per il design di queste antenne: microstrip [11-46-52], Coplanr Stripline, CPS [53-55] e Coplanar Waveguide, CPW [56-58].

1.2.2.1 Microstrip technology

Nel 2008 è stato proposto da Medeiros *et al.* [46-47] una delle prime antenne transmission-line basate appunto sulla tecnologia a microstriscia. In particolare venne proposta una singola microstriscia a basso costo per applicazioni RFID per biblioteche e librerie. Inoltre venne presettata una versione *slightly meandred* per aumentare l'altezza del volume di detection. In [48] è stata proposta una linea di trasmissione di 50cm di lunghezza e in [11], per avere tutte le componenti del campo, è stato presentata una linea di trasmissione a forma di spirale, la quale è in grado di leggere tag in un area di circa $200 \times 200 \text{ mm}^2$. Abbastanza recentemente è stata proposta un'antenna stampata planare [50] la quale può essere facilmente modificata in lunghezza e/o larghezza per adattarla alla struttura che la contiene e che fornisce un basso guadagno in campo lontano. L'antenna è composta dalla cascata di due piani di linee a microstriscia parallele (Fig.6)

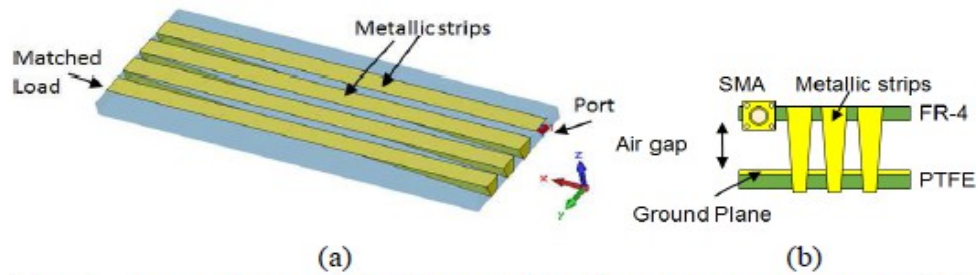


Figura 6: Antenna Large Planar Printed Transmission Line [50]: (a) vista 3D (b) vista laterale

La linea di trasmissione è terminata su un carico adattato. Il top-layer è separato dal ground-plane attraverso una lamina di dielettrico e da uno strato d'aria.

Questo gap d'aria è necessario per generare un campo magnetico sulla superficie superiore dell'antenna più alto di quello generato vicino alla superficie inferiore.

Le correnti che scorrono sulle linee parallele sono in fase, quindi si ottiene un campo magnetico uniforme su una superficie larga $74,7 \times 17,6 \text{ cm}^2$.

L'uso di antenne in campo vicino a microstriscia in applicazioni UHF RFID è stato analizzato in [51] dove viene presentata una linea a microstriscia circolare con un piano di massa limitato. La dimensione complessiva dell'antenna è di $5,65 \times 5,9 \text{ cm}^2$.

Le misure mostrano che un tag piccolo per applicazioni Near-Field può essere letto fino a 6cm e un tag far-field fino a 12-14cm.

1.2.2.2 Coplanar Stripline (CPS) technology

Le antenne basate sulle Coplanar Stripline (CPS) sono state presentate in [53-54] da Ren *et al.* per applicazioni smart shelf. In particolare funzionano bene in un'area di

$83,3 \times 8 \text{ cm}^2$. Viene usato un carico adattato per limitare la radiazione in Far-Field.

Inoltre l'antenna è in grado di produrre un elevato campo magnetico nella componente

perpendicolare alla superficie dell'antenna, andando a migliorare l'accoppiamento con i tag. Le misure mostrano un'area di lettura di 240 cm^2 senza zone di nulli di campo.

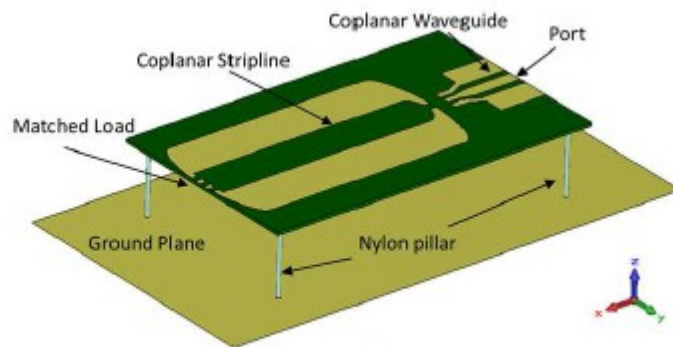


Fig. 8 Antenna based on CPS design [53], [54].

Figura 7: Antenna basata sul CPS design [53-54]

1.2.2.3 Coplanar Waveguide (CPW) technology

La tecnologia Coplanar Waveguide (CPW) è stata sfruttata da Michel *et al.* in [62-64]. In particolare in [62] è stata progettata una linea CPW a meandri che occupa un'area di $275\text{ mm} \times 135\text{ mm}$ che sarà chiamata in seguito *Snake Antenna* (Fig.8).

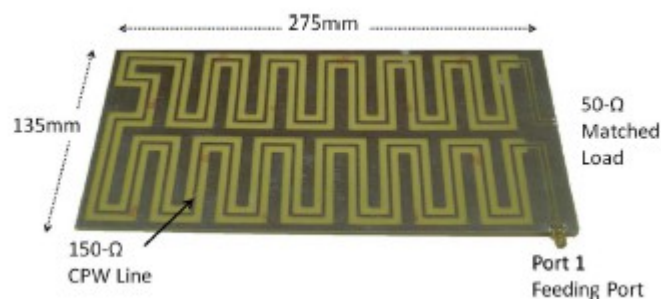


Figura 8: *Snake Antenna* basata su tecnologia CPW

Per aumentare l'intensità del campo al di sopra della superficie dell'antenna è stata progettata una linea CPW con impedenza caratteristica di $150\ \Omega$.

La linea a meandro termina su un carico adattato. La necessità di avere un carico adattato è duplice: permettere di realizzare una TWA e ridurre l'efficienza dell'antenna. Così si ottiene una distribuzione di campo magnetico omogeneo e non polarizzato sul piano trasverso attraverso una linea CPW ad alta impedenza, avendo così la possibilità di leggere il tag qualunque sia la sua orientazione spaziale.

Le misure, mostrate in Fig.9, dimostrano che con una potenza di uscita del reader di 23 dBm, un tag a corto raggio può essere letto fino a 10 cm, ma un tag per far-field può essere letto fino a oltre 50 cm.

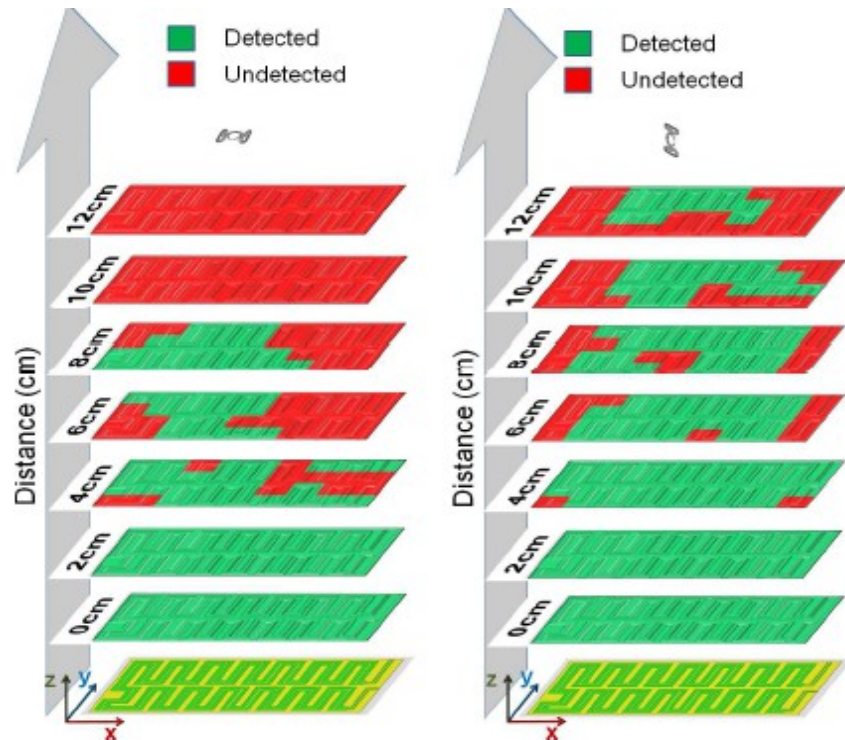


Figura 9: Risultati della tag detection settando potenza di ingresso di 23 dBm con il tag UH113,LAB-ID

Un miglioramento della *Snake Antenna* è presentato in [63-64] dove è stato progettato un array 2x2 di Travelling Wave Antennas (TWAs) al fine di ottenere una distribuzione di campo ancora più uniforme e limitata nelle vicinanze della superficie dell'antenna. In questo caso un tag per Far-Field può essere letto entro 10 cm come mostrato in Fig.10.

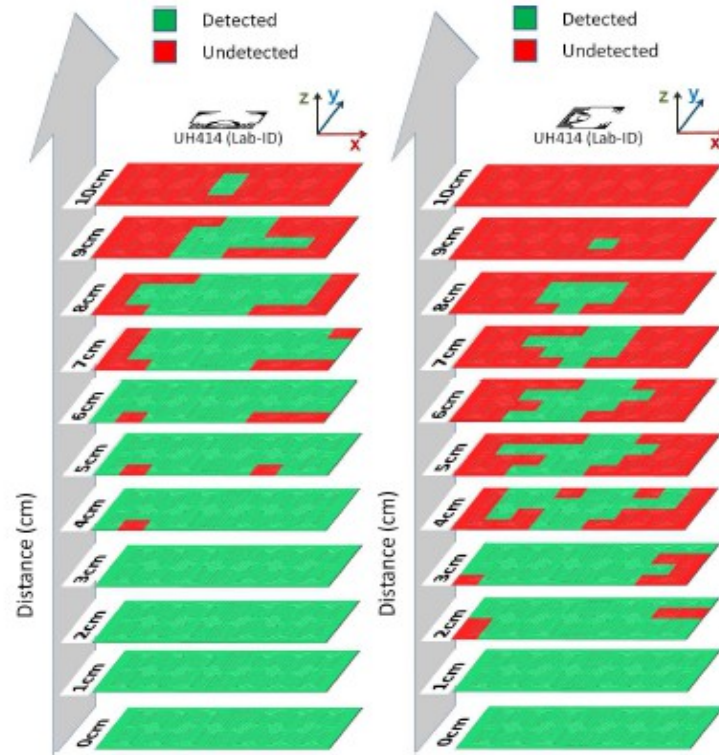


Figura 10: Risultati della tag detection settando potenza di ingresso di 23 dBm con il tag UH414,LAB-ID

1.2.3 Resonant Antennas and Arrays

Tipicamente le antenne risonanti sono caratterizzate da un guadagno piuttosto alto e le loro dimensioni sono strettamente collegate alla frequenza di lavoro (ad esempio una patch quadrato viene solitamente progettato in un' area di $\lambda/2 \times \lambda/2$). Sono state utilizzate tecniche di miniaturizzazione per ridurre le dimensioni dell'antenna, permettendo di adattare le dimensioni dell'antenna alle particolari applicazioni commerciali [59-62]. Un certo numero di antenne forniscono un forte campo magnetico grazie a due correnti in controfase [63-71]. Per coprire grandi aree di lettura è necessario usare array di antenne [72-79]. Per confinare ulteriormente il volume di lettura, è stato recentemente introdotto il concetto di *Modular Antenna* [10,80-83] composta da una

linea di trasmissione (per massimizzare il campo nella regione reattiva di campo vicino) che alimenta una serie di antenne risonanti (responsabili della radiazione in una regione di campo più lontana).

1.2.3.1 Modified loop/dipole antennas

Una nuova antenna che usa due quasi-half-loops viene presentata in [59] per ottenere un forte campo magnetico su tutta la banda che interessa le applicazioni UHF NF RFID (Fig.11). Attraverso la presenza del carico adattato si ottiene un basso guadagno (-10dBi) e un'ampia banda operativa. Un tag loop-like può essere letto fino a più di 4cm di altezza dalla superficie dell'antenna.

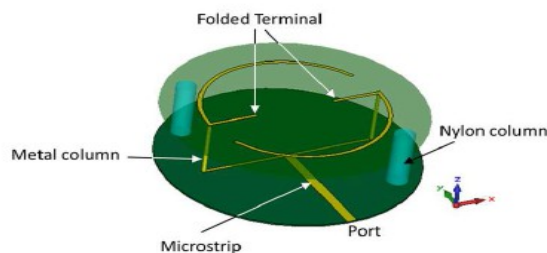


Figura 11: Antenna presentata in [59] progettata per ottenere un forte campo magnetico

1.2.3.2 Oppositely-Directed Currents (ODCs)

Due distribuzioni di corrente spazialmente molto vicine e con direzione opposta sono in grado di generare un campo magnetico forte e uniforme nell'area di lettura dell'antenna specialmente per quanto riguarda le componenti di campo magnetico perpendicolari all'antenna.

In [63] l'antenna è costituita di un dipolo- L simmetrico con un patch parassita. In [70] ci sono due patch alimentati in serie da una microstriscia attraverso un accoppiamento capacitivo. In [65] è stata apportata una modifica all'antenna precedente andando a rimpiazzare uno dei due patch con un dipolo. In tutte le realizzazioni la zona di interrogazioni per uno small-loop-tag è di circa $30 \times 30 \text{ cm}^2$.

In [66] è presentato un dipolo stampato basato su una coppia di ODCs con una

dimensione complessiva dell'antenna di $20 \times 32 \text{ cm}^2$ su un substrato di FR-4. Nonostante la banda operativa più piccola rispetto all'antenna presentata in [65] ($S_{11} < 10 \text{ dB}$ solo tra 826 e 853 MHz), si ottiene un'area di lettura leggermente più uniforme. In [66-67] i due elementi che compongono l'antenna sono stati progettati separatamente come antenne indipendenti basate sul concetto di ODCs. I due elementi sono inseriti insieme per realizzare una distribuzione di campo magnetico pressoché priva di nulli attraverso l'utilizzo di una rete di alimentazione che può fornire una differenza di fase di 90 gradi tra le due porte.

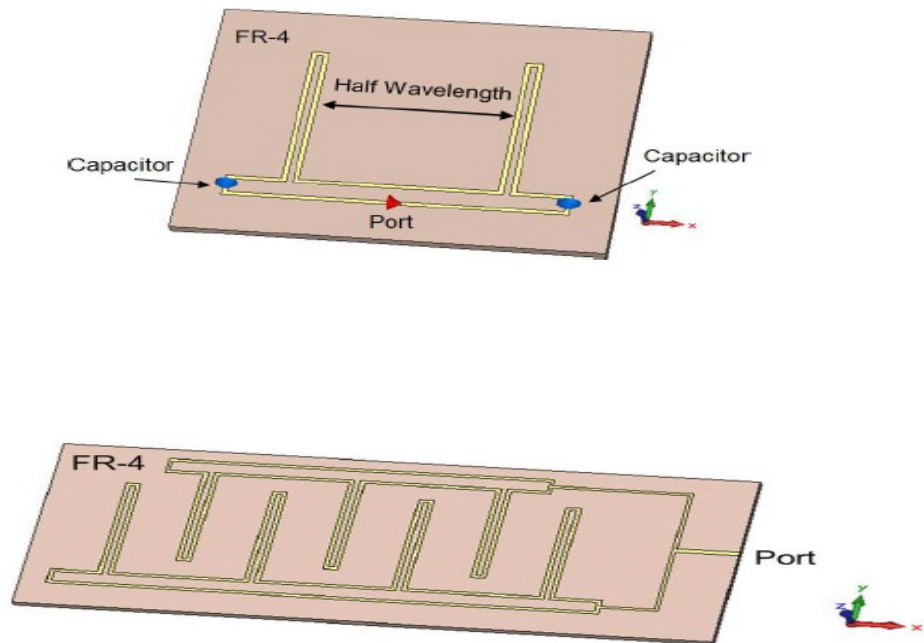


Figura 12: Dipolo Ripiegato Stampato basato sul concetto di ODCs: (a) A singolo elemento [66], (b) A doppio elemento

Vale la pena notare che per le antenne che si basano sul concetto di ODCs (Fig.12), la componente normale di campo magnetico, quella perpendicolare alla superficie dell'antenna, presenta nulli di campo. Per questo in [67] i due elementi sono posizionati

e alimentati in modo tale che le zone di nullo di campo cambi posizione e distribuzione. In [69] l'antenna è costituita da un set linee di trasmissione parallele chiuse in circuito aperto. L'elemento base dell'antenna è come una linea di trasmissione stampata two-conductor.

1.2.3.3 Arrays of Resonant and Transmission-line Antennas

In [72-79] sono proposte diverse combinazioni di linee di trasmissione e antenne risonanti, chiamate *Resonant Transmission-Line Antennas* nelle quali l'elemento principale è ancora una linea di trasmissione, ma quest'ultima è usata per alimentare un array di elementi radianti (come ad esempio un array di patch o slot).

Differentemente dalle antenne leaking transmission-line, le linee di trasmissione nelle antenne resonant transmission-line non terminano su un carico adattato cosicché il comportamento dell'impedenza d'ingresso è come quello di un'antenna risonante.

In [72-74] invece vengono proposti array di dipoli stampati alimentati da linee di trasmissione a microstriscia, Andrenko *et al.* in [72] hanno proposto un'antenna planare near-field basata sull'accoppiamento elettromagnetico tra una microstrip line chiusa su un circuito aperto e una linea metallica radiante in fase (Fig.13).

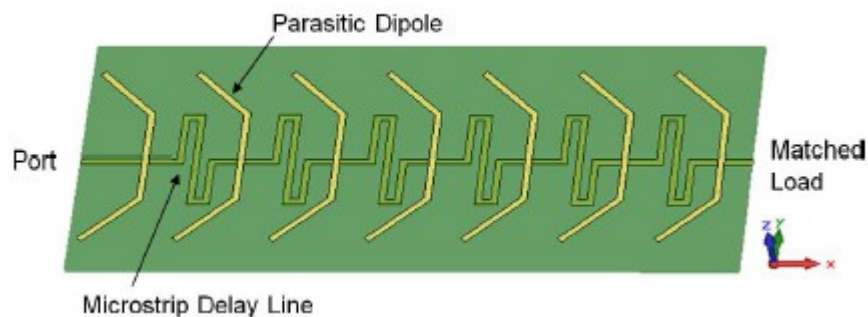


Figura 13: Array di dipoli ripiegati [74]

Boursianis *et al.* hanno presentato in [73] un array lineare di dipoli stampati ortogonali. In particolare i dipoli che formano l'antenna sono di diverse lunghezze in modo tale da ingrandire la banda operativa dell'antenna. Inoltre potrebbe essere utile utilizzare una

microstriscia a meandro per alimentare i doppi dipoli distanziati a meno di una lunghezza d'onda. Un approccio simile è stato usato in [75] dove una linea di alimentazione stampata rettilinea è chiusa su un carico resistivo il cui valore può essere usato per controllare il Rapporto d'onda stazionaria (ROS), così come l'efficienza dell'antenna. Ci aspettiamo alte performance di lettura dove l'onda riflessa e incidente sono in fase, evitando un tasso di lettura basso lungo la linea dei punti corrispondenti ai minimi del modello stazionario di campo, è stata proposta una struttura a meandro posizionata a 3 mm al di sopra della linea di alimentazione (Fig.14). La corrente eccitata sulla linea a meandro accresce l'omogeneità del campo sulla superficie dell'antenna e inoltre genera componenti di corrente in una direzione perpendicolare così da far scorrere la corrente sulle linee di alimentazione rettilinee.

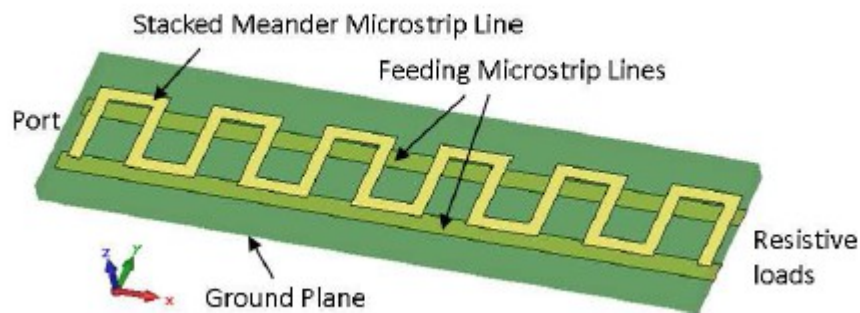


Figura 14: Linea di alimentazione stampata rettilinea chiusa su un carico resistivo [75]

E' stato testato un prototipo in uno scaffale di libri ed è stato mostrato che il valore del RSSI (Received Signal Strength Indicator), associato ai tag attaccati ai libri assume valori che sono in buon accordo con le misure di campo magnetico normalizzate, fatte con un piccolo loop-probe sulla superficie dell'antenna. L'antenna è lunga 80cm e larga 10cm e presenta un'impedenza d'ingresso che mostra variazioni tollerabili quando si cambia il numero di tag che si trovano sullo scaffale.

In [76-77] si ha un array di slot elettricamente lunghe che è alimentato attraverso un set di linee a microstriscia parallele e chiuse su un circuito aperto. L'antenna è composta di un substrato dielettrico con un piano di massa dove sono intagliate una coppia di slot (di lunghezza 32cm e distanziate di 3mm, mentre la distanza tra due paia di slot è 90cm).

La linea di alimentazione è stampata sull'altro lato del substrato. Dal momento che le linee a microstriscia sono chiuse su un circuito aperto avremo lungo la linea un modello stazionario per la corrente.

Le slot sono accoppiate con la linea a microstriscia nel punto in cui si ha un massimo della corrente. Tutte le coppie di slot sono eccitate in fase e con stessa ampiezza per fornire sopra la superficie dell'antenna un campo elettrico uniforme.

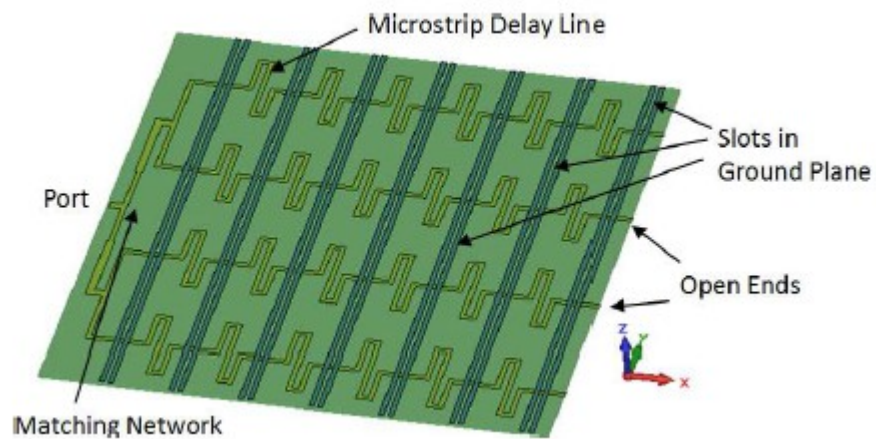


Figura 15: Array lineare di slot elettricamente lunghe alimentati attraverso un set di microstriscie parallele chiuse in circuito aperto

1.3 Antenna Reconfigurability

La maggior parte delle antenne per reader UHF NF RFID qui esaminate sono antenne risonanti progettate per applicazioni specifiche come ad esempio desktop reader o smart shelves. La forma e la dimensione dell'antenna sono generalmente fissate e quindi non possono essere adatte per tutte le applicazioni. Inoltre le prestazioni di un sistema RFID, in termini di range di lettura, sono affette dall'ambiente che circonda l'antenna (ad esempio i vari oggetti che sono fatti di diversi materiali o la presenza di molti tag posti uno sopra l'altro). In altre parole si è iniziato progressivamente ad interessarsi del concetto di *Riconfigurabilità* grazie al quale è possibile fare delle antenne che si adattano meglio alla situazione e allo scenario in cui si trovano.

Solitamente l'analisi delle antenne UHF NF RFID è focalizzata sulla distribuzione di campo elettrico generato dall'antenna, il che ha senso per la detection di un tag dipole-like. Tuttavia i tag ibridi sono sensibili sia al campo elettrico che a quello magnetico, quindi è necessario che entrambi siano il più omogenei possibile. Per esempio in [76-77] si afferma che per le comunicazioni NF si utilizza il concetto di accoppiamento capacitivo tra lettore e tag e sono mostrati grafici dell'ampiezza del campo elettrico.

In [69] si afferma che l'antenna può generare sia campo elettrico che magnetico in varie direzioni per essere in grado di avere sia accoppiamento elettrico che magnetico. Così l'antenna è in grado di massimizzare il campo elettrico o magnetico andando a migliorare le prestazioni del sistema. In questo contesto il concetto di riconfigurabilità può essere utilizzato per adattare la distribuzione di campo elettrico o magnetico all'interno del volume definito. Inoltre la riconfigurabilità può essere utilizzata anche per massimizzare una sola componente di campo in modo tale da poter stimare la posizione relativa del tag. Ad esempio, si considerino due dipoli con corrente d'ingresso

I_1 e I_2 dirette lungo y come mostrato in Fig.16.

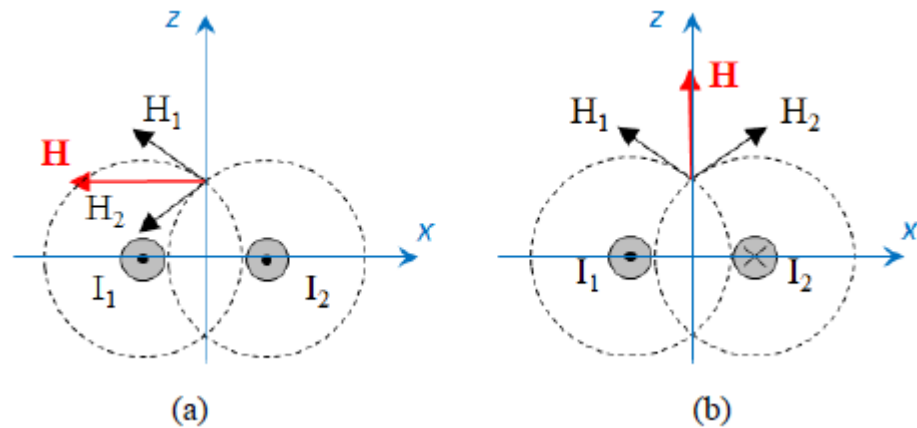


Figura 16: La riconfigurabilità dell'antenna può essere utilizzata per cambiare l'orientazione del campo generato

Come discusso in [63-65], se le due correnti sono in fase, si genera un campo magnetico che è principalmente diretto lungo x; se invece consideriamo le due correnti in

controfase, otteniamo un campo magnetico che è diretto lungo z . Quindi con un sistema riconfigurabile è possibile leggere i tag che assumono diverse orientazioni spaziali.

La riconfigurabilità può anche essere utilizzata per estendere o ridurre il volume di rilevamento e compensare l'attenuazione del campo dovuta alla presenza di oggetti di materiali diversi. In [84] è presentata un'antenna per un lettore riconfigurabile passivo ETSI UHF (865-868 MHz) per applicazioni Near-Field e Far-Field. Le proprietà del pattern di irradiazione possono essere riconfigurate impiegando dei diodi varactor.

In [10] è stato presentato il concetto di *Modular Antenna*. In particolare per massimizzare il campo elettromagnetico in un volume definito entro la regione di campo vicino dell'antenna (sia reattiva che radiativa), un'antenna travelling wave è combinata con un'antenna risonante a basso guadagno. L'antenna travelling wave copre la regione di campo vicino reattiva con un campo elettrico e magnetico il più uniforme possibile fino a qualche centimetro sopra la superficie dell'antenna.

L'antenna a basso guadagno invece copre la regione di campo vicino radiativa fino a qualche decina di centimetri dalla superficie dell'antenna, limitando la radiazione nella regione di campo lontano come richiesto dalle specifiche per desktop reader.

Uno specifico progetto di una Modular Antenna è presentato in [80] dove un cavo coassiale a 50Ω alimenta al centro una spiral shaped TWA che alimenta, in serie, un array coplanare di due patch quadrati miniaturizzati. Inoltre, semplicemente aggiungendo uno switch la linea a microstriscia a spirale può essere collegata all'array o terminare su un carico adattato per implementare una convenzionale spiral TWA. Quest'ultima configurazione assicura un campo forte e uniforme in un piccolo volume appena sopra la superficie dell'antenna, il che è altamente desiderabile per le operazioni di scrittura o per la sola lettura del tag. D'altra parte, la combinazione di elementi radianti è efficace nel miglioramento della rilevazione del tag fino a qualche decimetro dalla superficie anche in presenza di stack di tag dove l'effetto dell'accoppiamento mutuo è molto forte.

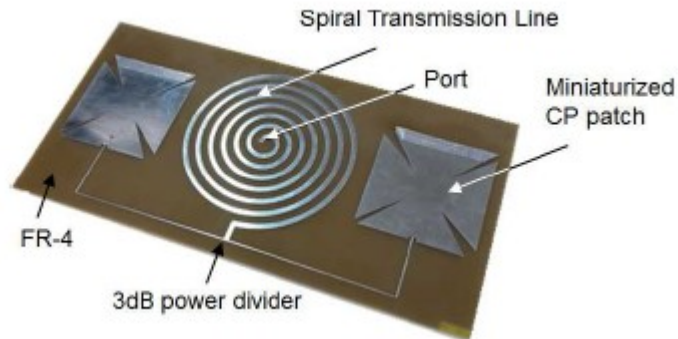


Figura 17: Modular Antenna costituita da array 2x1 di patch CP miniaturizzati alimentati in serie da una linea di trasmissione a spirale

In [80-81] sono state testate sia la *Modular Antenna Configuration* che la *Spiral TWA Configuration* per validare il range di lettura. Le prove sono state fatte spostando il tag a passi di 5cm. Ad ogni passo è stato mediato il valore di RSSI in un intervallo di 10 secondi per due orientazioni ortogonali del tag. Il range di lettura sono all'incirca 60cm e 10cm rispettivamente per *Modular Antenna Configuration* e per la *Spiral TWA Configuration* indipendentemente dalla orientazione del tag. Inoltre le prove sono state condotte anche per valutare il range di lettura in presenza di tag impilati. Sono stati posizionati undici tag LABID UH414 impilati uno sopra l'altro ad una distanza di 2cm l'uno dall'altro fino ad una distanza totale di 20cm dalla superficie dell'antenna (il tag più basso è stato posizionato direttamente sulla superficie del case). Il test di leggibilità è stato fatto su una area suddivisa in 9 x 5 celle (ogni cella di dimensione 3x3cm). Sono stati registrati il numero totale di tag che sono letti in intervalli di 10 secondi al variare dell'orientazione del tag e della posizione della pila rispetto alla superficie dell'antenna. I risultati sono mostrati in Fig.18.

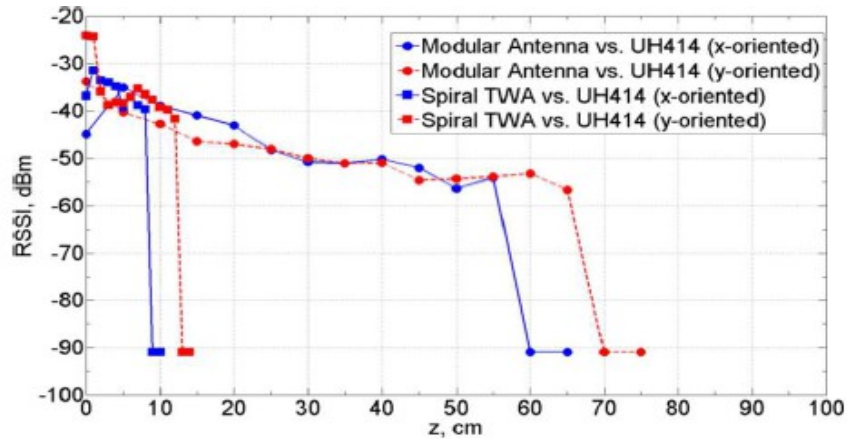


Figura 18: Distribuzione del RSSI al variare della posizione del tag LABID UH414 dal centro dell'antenna con potenza d'ingresso 23 dBm per due orientazioni ortogonali del tag e per entrambe le configurazioni

Quando si utilizza la Modular Antenna Configuration (Fig. 19a - Fig. 19b) si riescono a leggere quasi tutti e undici tag impilati in ogni cella della superficie dell'antenna per entrambe le orientazioni ortogonali del tag. Per quanto riguarda i test relativi al singolo tag, le prestazioni peggiorano verso il bordo dell'antenna. Inoltre la configurazione *Spiral TWA Configuration* è in grado di rilevare solo, in media, 5 degli 11 tag impilati tranne che nella posizione centrale dell'antenna dove invece riesce a leggerne fino a 7. Questo risultato è causato dal rapido decadimento spaziale del campo. Considerazioni analoghe vengono fatte per la velocità di lettura, che è mostrata in figura (19). infatti viene osservato un elevato tasso di lettura per la *Modular Antenna* : 111 tag/sec (Fig.18a) e 100 tag/sec (Fig.18b) rispettivamente per tag orientato lungo x e y. Per la *Spiral TWA Configuration* il tasso medio di lettura sull'intera superficie dell'antenna è di 36,6 tag/sec (Fig.18c) e 27,5 tag/sec (Fig.19d) rispettivamente per tag orientato lungo x e y. Questi risultati confermano che la *Modular Antenna* rappresenta una soluzione low-cost che permette di selezionare la miglior forma e dimensione del volume di detection nella regione di Near-Field.

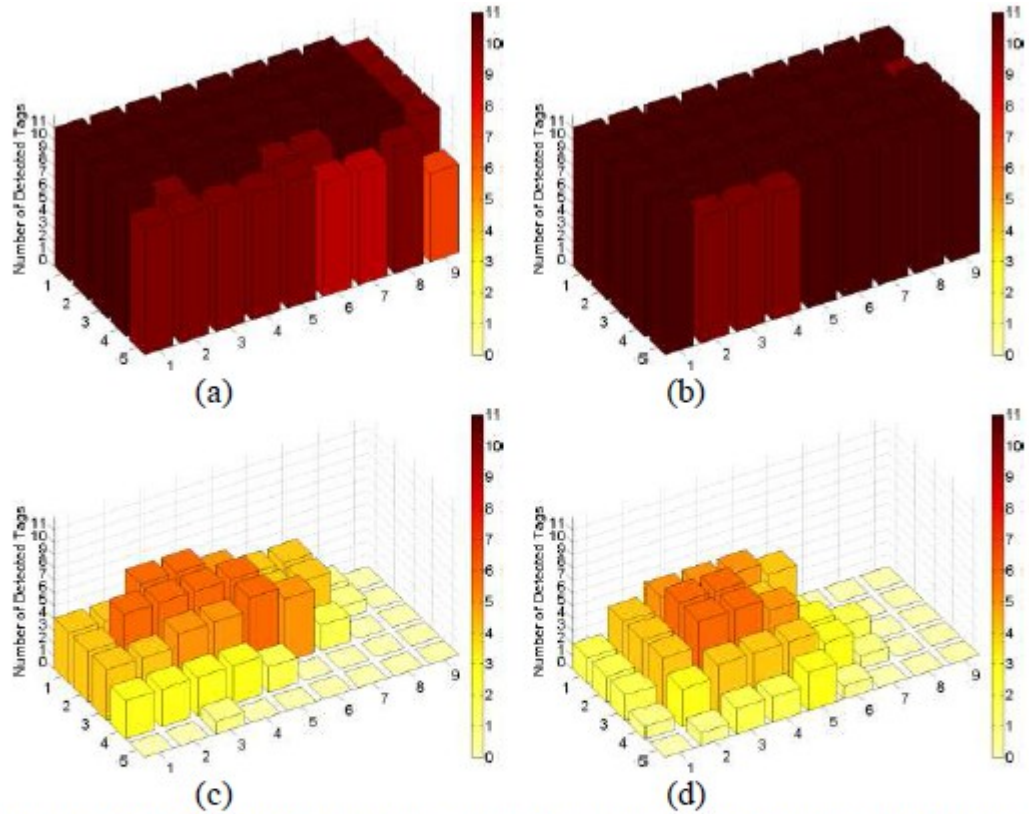


Figura 19: Numero di tag rilevati sulla superficie dell'antenna attraverso l'impiego di 11 LABID UH414 impilati a una distanza di 2cm l'uno dall'altro fino ad un'altezza di 20cm risetto alla superficie dell'antenna: (a)Modular Antenna @ tag lungo x (b) Modular Antenna @ tag lungo y (c) Spiral TWA @ tag lungo x (d) Spiral TWA @ tag lungo y

Una soluzione quasi scalabile del concetto di *Modular Antenna* è presentato in [82-83]. In particolare viene proposta una modular antenna composta da una linea di trasmissione a microstriscia a forma di spirale che alimenta serialmente una slot ring polarizzato circolarmente (Fig.20). Pertanto, per rendere l'antenna quasi scalabile, la microstriscia è allungata oltre la slot per coprire un area arbitrariamente grande.

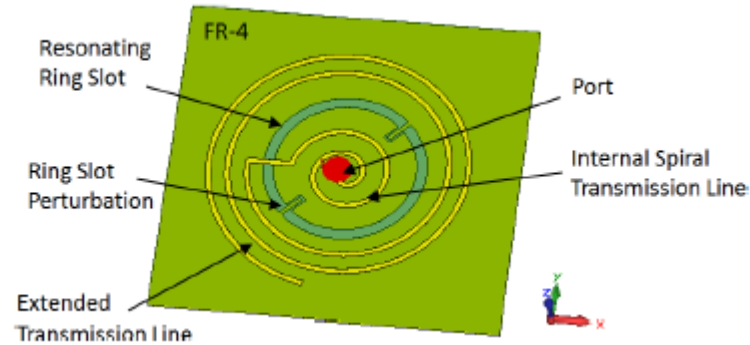


Figura 20: Modular Antenna composta da due elementi: una linea di trasmissione a spirale che alimenta una antenna a ring slot

1.4 Conclusioni

Nel capitolo appena presentato sono state presentate le principali antenne presenti in letteratura per reader UHF RFID. Le antenne sono state classificate in tre grandi famiglie: Loop-like resonant antenna, leaking transmission-line, resonant antenna and arrays. L'ultimo tipo di antenne presentate nella trattazione sono le antenne Modulari, in grado cioè di estendere il range di lettura dalla regione di campo vicino reattivo a quella di campo vicino radiativo.

Nel Capitolo 2 verrà presentata una nuova antenna modulare, per applicazioni NF-UHF RFID, in grado di leggere tag nelle due regioni di campo vicino (reattiva e radiativa) contemporaneamente o separatamente a seconda della particolare applicazione.

Capitolo 2

2.1 Introduzione

Viene presentata una nuova configurazione di *Modular Antenna* utilizzabile come antenna di un desktop reader per applicazioni near-field in banda UHF; viene presentato il layout dell'antenna e i risultati ottenuti dalla simulazione del progetto con il programma CST Microwave Studio Software- Antenna Design and Simulation.

2.2 Antenna Layout

Viene proposta una nuova soluzione di antenna modulare per applicazioni near-field in banda UHF in grado di rilevare tag nelle regioni di campo vicino reattivo e radiativo. Per raggiungere tale obiettivo vengono utilizzati due elementi fondamentali: una *Spiral Travelling Wave Antenna (TWA)* e una *Low-Gain Resonating Antenna*.

In particolare viene usata una *Spiral Travelling Wave Antenna (TWA)* per generare un campo elevato e uniforme in prossimità della superficie dell'antenna.

La linea a spirale è in grado di generare un campo uniforme ed elevato appena sopra la superficie del reader, ma decresce molto velocemente all'aumentare della distanza dall'antenna. Per estendere il volume di lettura dell'antenna è stato pensato di utilizzare come antenna risonante a basso guadagno quattro slot curve posizionate nelle vicinanze della spirale TWA e routate di 90° rispetto al centro dell'antenna. Per ottenere una polarizzazione circolare del campo irradiato, le quattro slot sono alimentate con correnti aventi la stessa ampiezza, ma con una differenza di fase di 90° l'una rispetto all'altra (utilizzando la tecnica della *Sequential Rotation Feeding*).

Aggiungendo, inoltre, un controllo che permette di alimentare o meno l'antenna risonante a basso guadagno, si ottiene un'antenna complessiva che esprime al meglio il concetto di *Modularità*, ovvero un antenna che può lavorare in due modi operativi diversi, a seconda dello scenario applicativo.

L'antenna è stata progettata utilizzando il CST Microwave Studio Software- Antenna Design and Simulation.

L'antenna proposta, che verrà chiamata in seguito *Circular Modular Antenna* è stata progettata per essere facilmente integrata in uno smart point reader o desktop reader commerciale per applicazioni in UHF RFID nella banda Europea **865-868 MHz**.

In Fig.1-a è presentato il layout della *Spiral Travelling Wave Antenna (TWA)* mentre in Fig.1-b quello della *Low-Gain Resonating*.



(a)

(b)

Figura 1: Elementi principali della Circular Modular Antenna:(a)layout della Spiral Travelling Wave Antenna (TWA) (b)Layout low-gain resonating

L'antenna è stampata su un substrato dielettrico FR4 ($\epsilon_r=4.4$, $\tan\delta=0.025$) di spessore 1.53mm. Visto che con molta probabilità la maggior parte dei tag saranno posizionati in corrispondenza del centro dell'antenna (specialmente per le operazioni di scrittura), la spirale TWA si trova al centro dello spazio a disposizione che è di $200 \times 200 \text{ mm}^2$. La porta di alimentazione, per la particolare applicazione, è una porta a 50Ω e di conseguenza, per avere una linea di trasmissione adattata con impedenza caratteristica Z_0 pari a 50Ω , la larghezza della linea dovrà essere pari a $w=3\text{mm}$ sulla base della formula riportata in Fig.2.

$$Z_{\text{microstrip}} = \frac{Z_0}{2\pi\sqrt{2(1+\epsilon_r)}} \ln \left(1 + \frac{4h}{w_{\text{eff}}} \left(\frac{14 + \frac{8}{\epsilon_r}}{11} \frac{4h}{w_{\text{eff}}} + \sqrt{\left(\frac{14 + \frac{8}{\epsilon_r}}{11} \frac{4h}{w_{\text{eff}}} \right)^2 + \pi^2 \frac{1 + \frac{1}{\epsilon_r}}{2}} \right) \right),$$

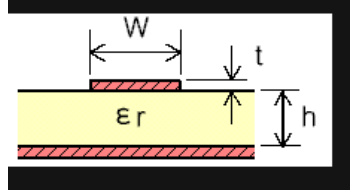
$$w_{\text{eff}} = w + t \frac{1 + \frac{1}{\epsilon_r}}{2\pi} \ln \left(\frac{4e}{\sqrt{\left(\frac{t}{h} \right)^2 + \left(\frac{1}{\pi} \frac{1}{\frac{w}{t} + \frac{11}{10}} \right)^2}} \right).$$


Figura 2: Formula Calcolo Impedenza Caratteristica della linea di trasmissione

Le quattro slot curve sono posizionate nel bottom layer, vicino alla spirale TWA, ruotate di 90° l'una con l'altra, rispetto al centro dell'antenna. Le slot sono dimensionate in modo tale da risuonare alla frequenza di centro banda 866MHz. Per alimentare le slot con microstrisce di 100Ω, con la stessa potenza e con fase shiftata di 90° l'una dall'altra (per ottenere polarizzazione circolare) si utilizza un adattatore a λ/4 e si dimensiona, in modo opportuno in lunghezza e larghezza, i vari tratti della spirale e le delay-line. Sfruttando l'equivalenza tra microstrisce e linee di trasmissioni, muovendosi da sinistra a destra della Fig.3 (che equivale a muoversi in Fig.4 dal centro della spira verso l'esterno), è possibile capire quali impedenze devono avere i vari tratti di linee, e quindi che dimensione i vari tratti di microstriscia, in modo tale da avere stessa potenza sulle 4 slot.

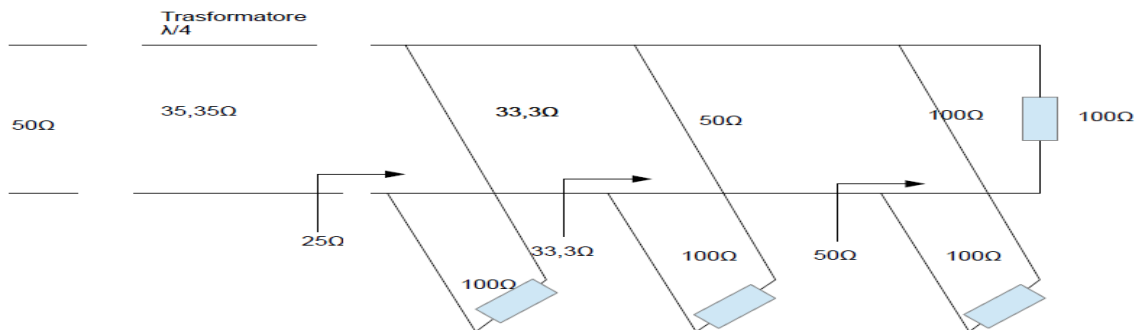


Figura 3: Circuito equivalente della matching network. Le 4 slot sono alimentate con microstriscie a 100Ω

Viene presentato, in Fig.4, il layout della *Circular Modular Antenna*.

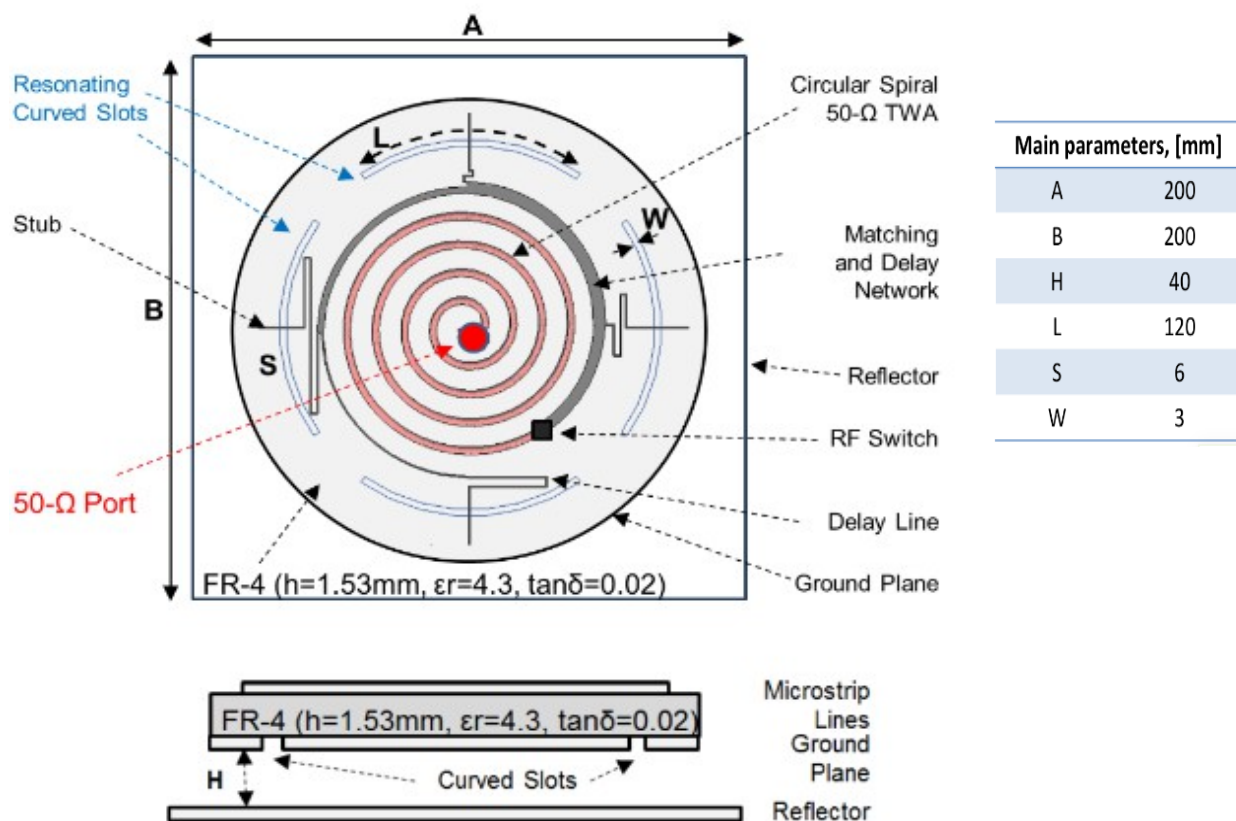


Figura 4: Layout Circular Modular Antenna

Dalla Fig. 4 si può apprezzare in rosa la *Spiral Travelling Wave Antenna (TWA)*, la linea di alimentazione delle slot, opportunatamente dimensionata, le 4 slot, il posizionamento dello switch RF, che permette di poter gestire il passaggio tra la due modalità di funzionamento, e la presenza di un riflettore utilizzato per confinare la radiazione delle slot nella regione di spazio al di sopra dell'antenna.

Vengono mostrati ora i risultati ottenuti dalle simulazioni con CST Microwave Studio Software-Antenna Design and Simulation del layout appena presentato, nelle due modalità di funzionamento: funzionamento in campo vicino reattivo e funzionamento in campo vicino radiativo. Nel seguito dell'elaborato verrà utilizzata la seguente denominazione:

- **Spiral TWA:** funzionamento in campo vicino reattivo (viene alimentata solo la *Spiral Travelling Wave Antenna (TWA)*)
- **Modular Antenna:** funzionamento in campo vicino radiativo (vengono alimentate anche le slot)

2.2.1 Simulazioni Circular Modular Antenna in modalità Spiral TWA

Nella modalità di funzionamento Spiral TWA si fa riferimento al layout mostrato in Fig.5.

Dallo zoom si può apprezzare l'interruzione della linea della trasmissione e la presenza di due carichi a 50Ω (in azzurro) uno posto alla fine della linea a spirale e l'altro all'inizio della linea di alimentazione delle slot per far terminare le linee di trasmissione su un carico adattato all'impedenza caratteristica della linea.

In questa modalità l'antenna genera un campo elettrico forte e uniforme sulla superficie dell'antenna. Per antenne utilizzate in questi tipi di applicazioni tipicamente il valore del parametro S è inferiore ai -10 dB.

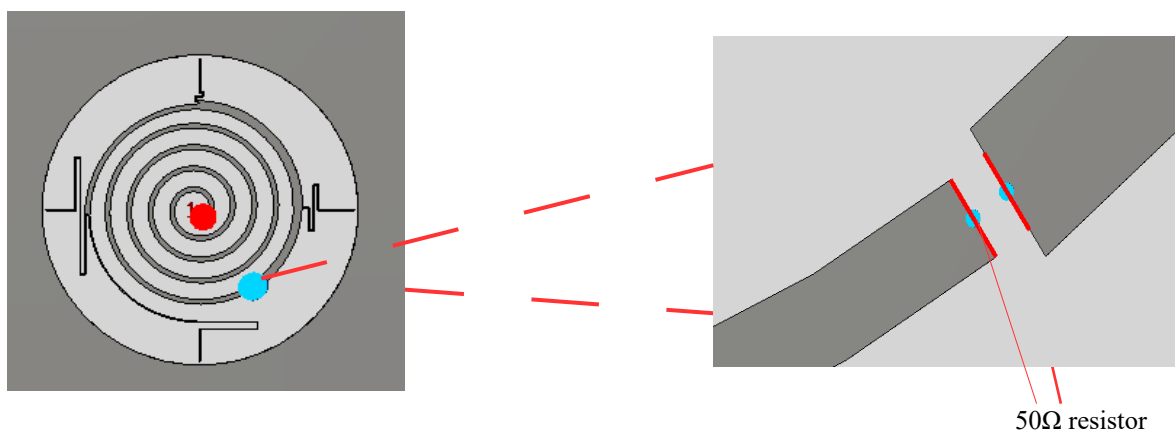


Figura 5: Layout Circular Modular Antenna in modalità Spiral TWA

Viene riportato in Fig.6 l'andamento del parametro-s ottenuto dalla simulazione.

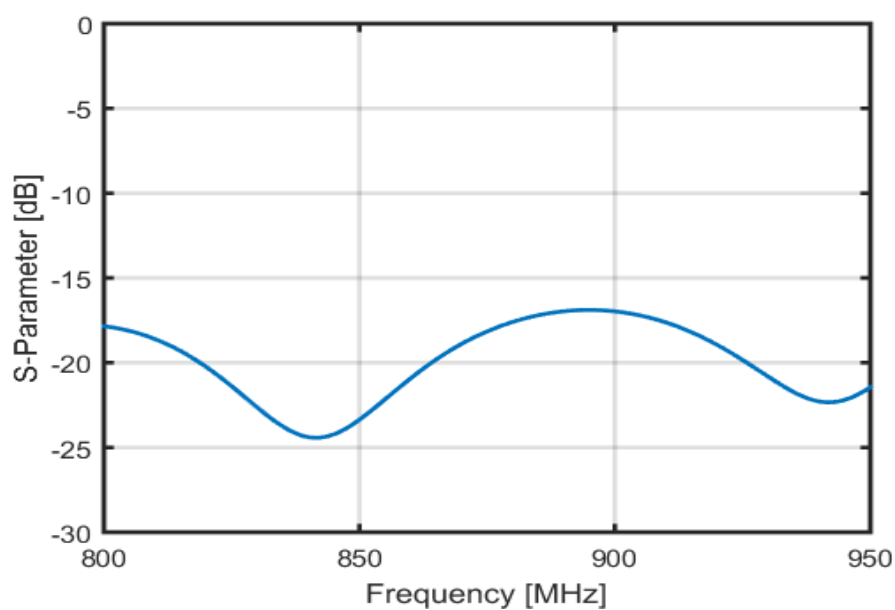


Figura 6: Andamento parametro-S

Dalla figura appena presentata si può osservare che i valori del parametro-S sono al di sotto dei -10dB per tutto lo spettro di banda preso in considerazione nella simulazione (800-950 MHz).

Infine, in Fig.7, si può osservare come il campo elettrico, nelle immediate vicinanze della superficie dell'antenna, sia uniforme e presenta tutte e tre le componenti x y z cosa importante per la corretta lettura del tag qualunque sia la sua orientazione spaziale.

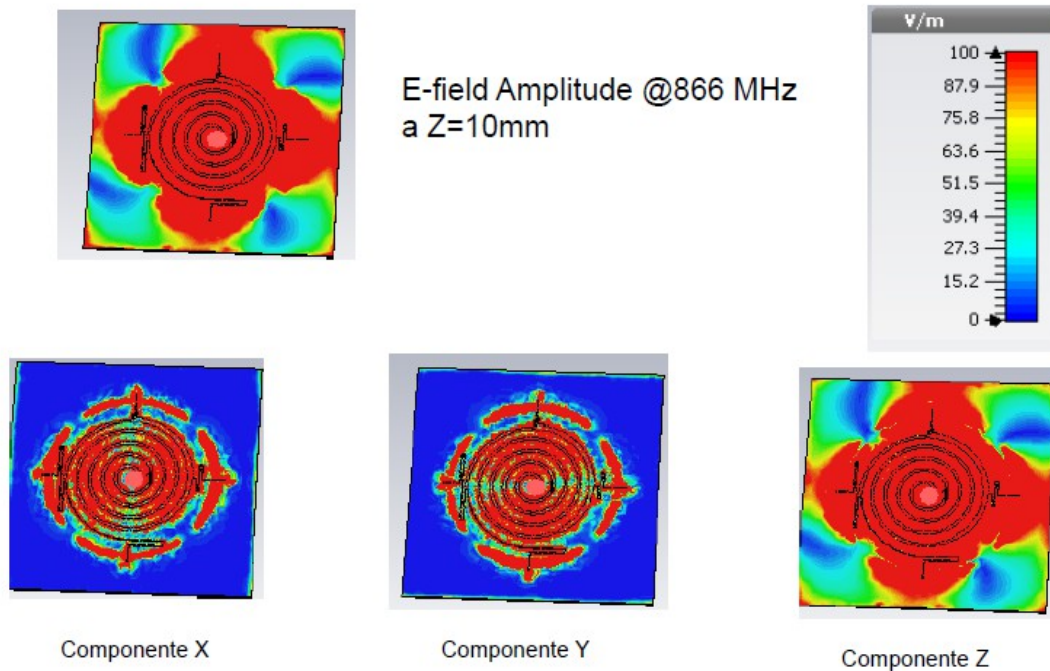


Figura 7: Andamento ampiezza campo elettrico @866 MHz

Viene riportato, Fig.8, l'andamento del guadagno, in campo lontano, in direzione broadside al variare della frequenza per mostrare che, effettivamente, è molto basso in accordo con le ipotesi fatte sulla particolare modalità di funzionamento.

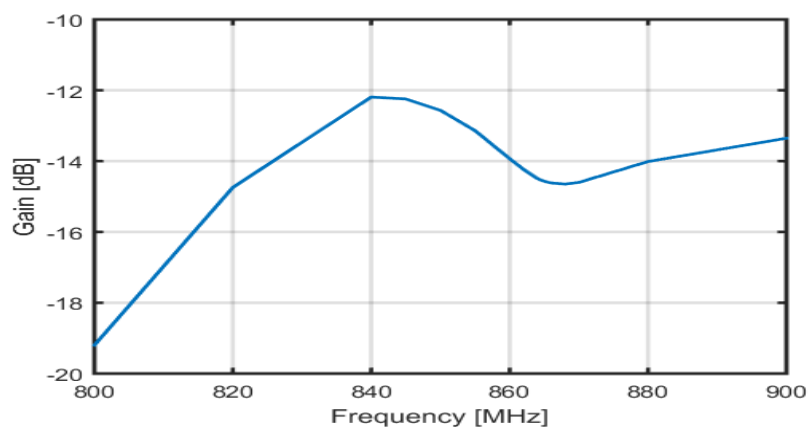


Figura 8: Andamento Guadagno direzione broadside

2.2.2 Simulazioni Circular Modular Antenna Mod_1

In questa modalità di funzionamento dell'antenna vengono alimentate anche le 4 slot risonanti. L'alimentazione delle slot, come già detto in precedenza, avviene utilizzando la tecnica della *Sequential Rotation Feeding*. Le slot vengono alimentate con la stessa potenza ma con un ritardo di fase tra una slot e l'altra di 90° in modo tale da avere polarizzazione circolare.

Al fine di dimensionare la rete di adattamento e di sfasamento, è stato inizialmente considerato il layout in Fig.9. In particolare sono state inserite 4 porte alla fine della rete e sono stati analizzati i comportamenti dei parametri di scattering S21-S31-S41-S51.

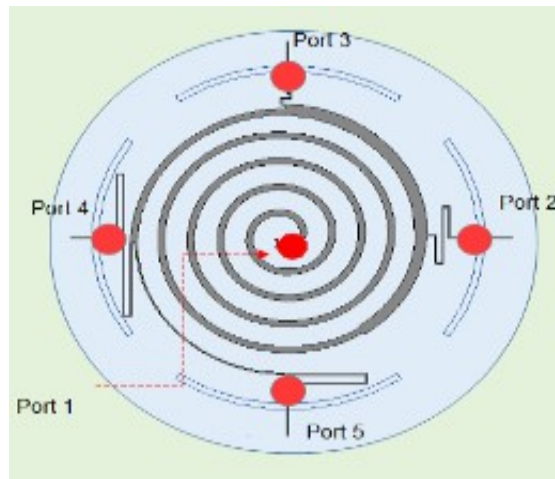
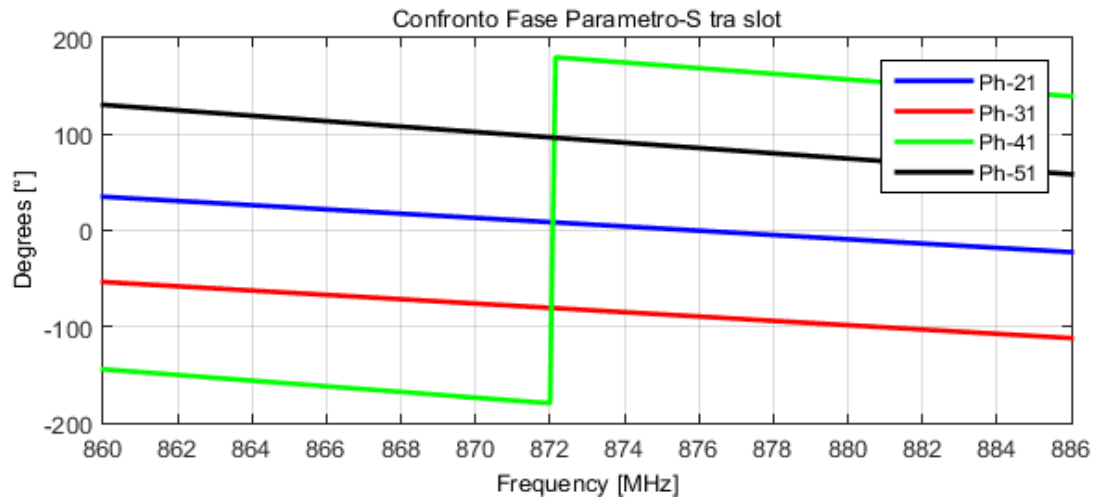
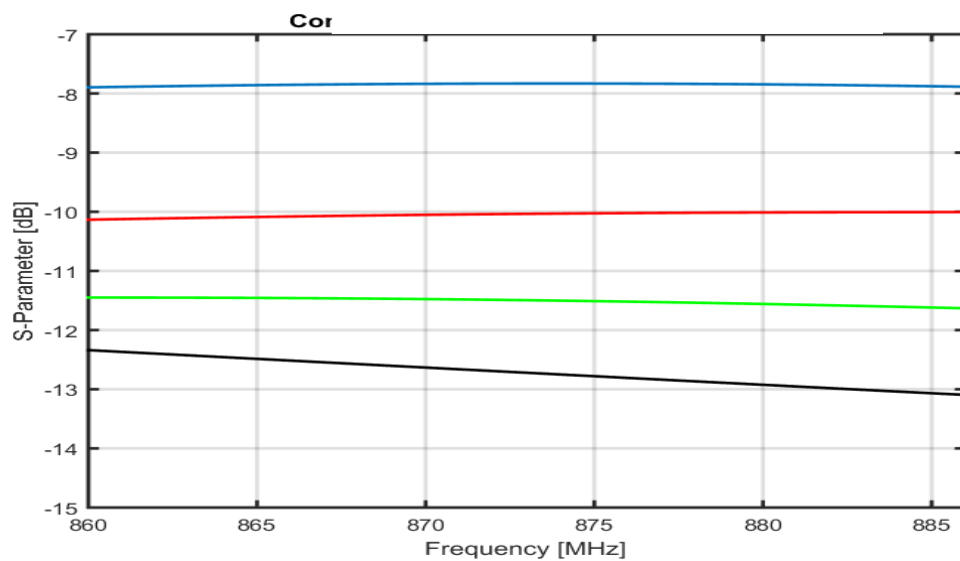


Figura 9: Misura potenza alimentazione slot

In Fig.10 si può osservare che le differenze di fase sono perfettamente (o quasi) a 90° . Per quanto riguarda l'ampiezza invece si incontra una differenza di $\pm 2\text{ dB}$ ma questo non ha effetti significativi sulle prestazioni dell'antenna come mostrato in seguito.



(a)



(b)

Figura 10: (a) Confronto fasi del parametro S tra le slot (b) Confronto ampiezza [dB] del parametro S tra slot

In Fig.11 viene quindi mostrato l'andamento del rapporto assiale ed è possibile osservare come, correttamente, questo sta al di sotto o di poco sopra ai 3dB richiesti almeno nella banda operativa dell'antenna (865-868MHz).

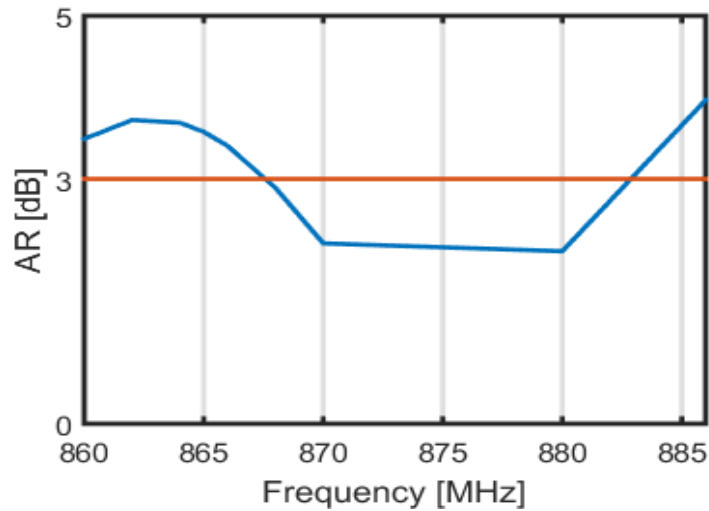


Figura 11: Andamento Rapporto Assiale al variare della frequenza

Viene riportato in Fig.12 il grafico relativo al guadagno in far field dell'antenna in direzione broadside che deve risultare basso.

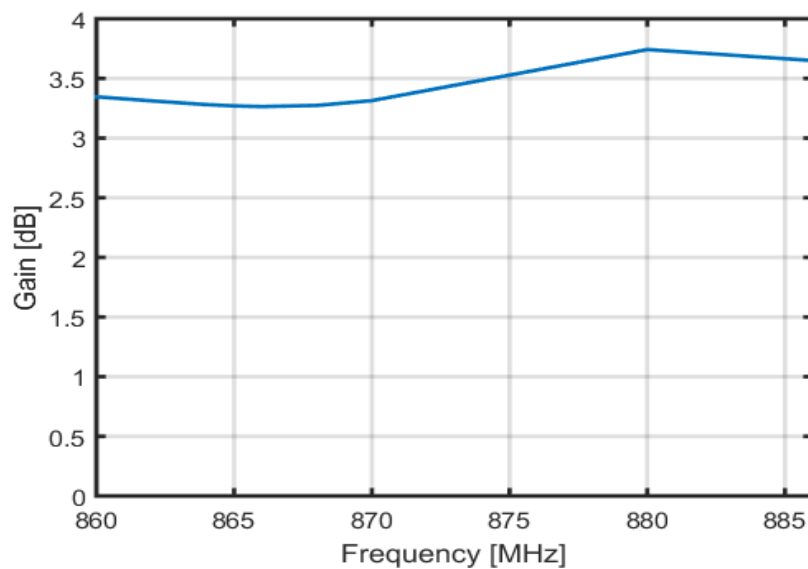


Figura 12: Andamento Guadagno in Far-Field al variare della frequenza

2.3 Tentativo di miglioramento della Circular Modular Antenna

A partire dal layout appena presentato, si cerca di modificarlo al fine di migliorare le prestazioni dell'antenna.

L'idea è quella di cercare di aumentare l'area di lettura dell'antenna andando ad allungare gli stub che attraversano le slot basandosi sul fatto che, almeno in teoria, variare la lunghezza della linea di una lunghezza pari a un multiplo intero di $\lambda/2$ non influisce sull'adattamento dell'antenna. Si studia il comportamento dell'antenna al variare della lunghezza e della larghezza dello stub di alimentazione degli stub.

Tutti i test che seguono sono stati effettuati in assenza del piano riflettore per poter valutare solo l'influenza delle modifiche sulla lunghezza degli stub di alimentazione.

E' possibile suddividere le diverse prove effettuate in 3 sezioni:

1. Test 1: Ottimizzazione singolo stub diritto
2. Test 2: Ottimizzazione stub curvo
3. Test 3: Ottimizzazione doppio stub curvo

2.3.1 Test 1 : Ottimizzazione stub diritto

Con riferimento alla Tabella 1, in questo test, si va a valutare quale sia l'influenza della variazione della lunghezza e della larghezza dello stub sui parametri caratteristici dell'antenna.

Run	Lunghezza [mm]	Larghezza [mm]
1	10	0,65
2	10	1,3
3	20	0,65
4	20	1,3
5	30	0,65

Tabella 1: Prove Test1

Sono state condotte quindi le 5 prove descritte in Tabella1 osservando l'influenza di tali variazioni sul parametro-S, impedenza d'ingresso, rapporto assiale e diagramma d'irradiazione in campo lontano.

Nei prossimi grafici è stato messo in evidenza, con un rettangolo in rosa, la banda operativa dell'antenna.

In Fig.13 viene riportato l'andamento del Parametro-S ed è possibile osservare per qualunque dei valori scelti nel test è possibile ottenere un andamento che sta al di sotto dei -10dB richiesti.

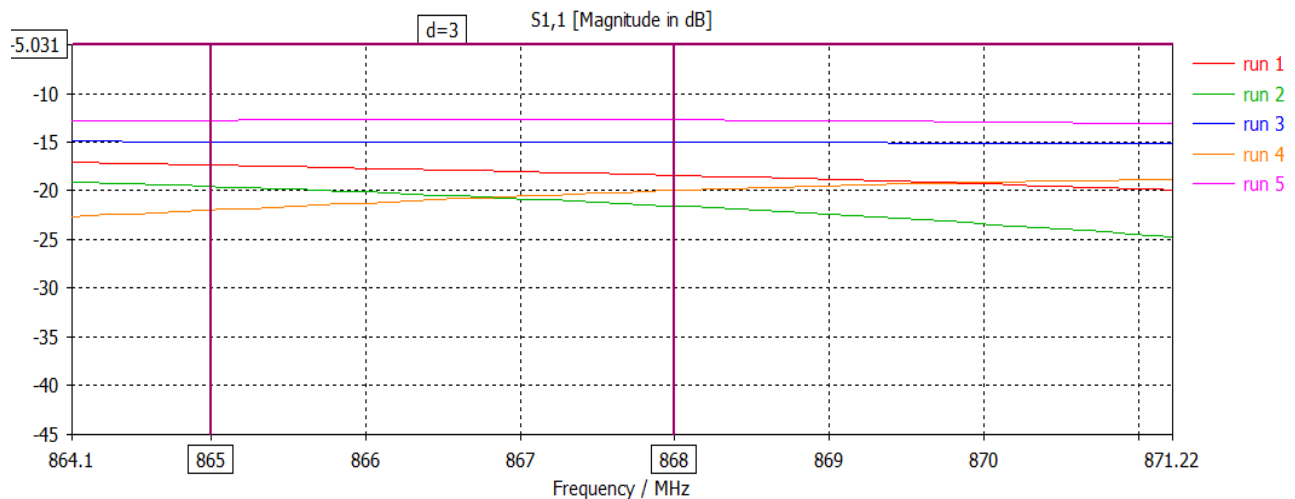
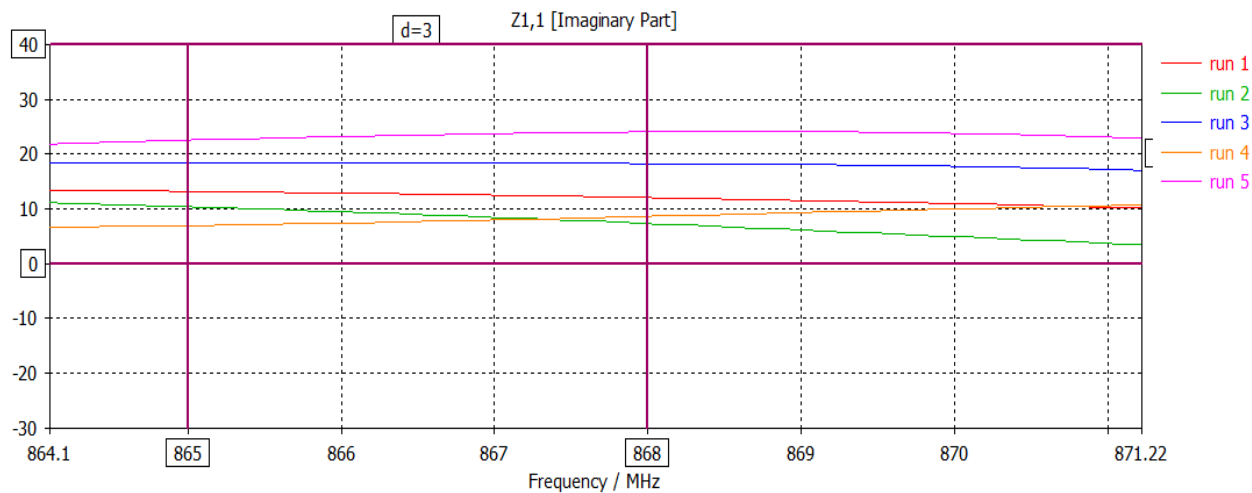
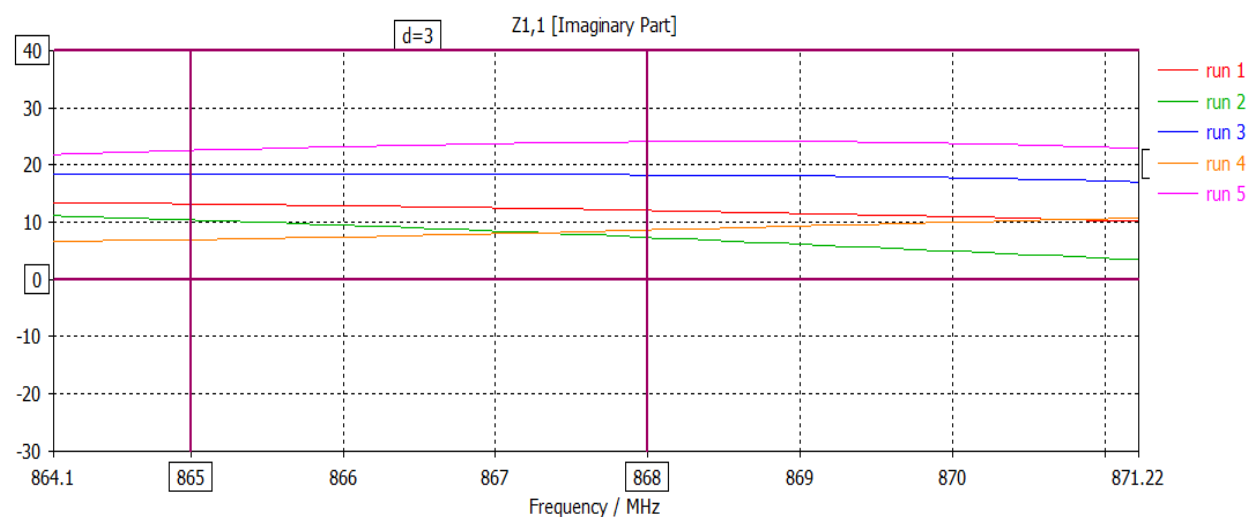


Figura 13: Andamento Parametro-S in Test1

Si può osservare che anche per quanto riguarda l'adattamento dell'impedenza d'ingresso, parte reale e parte immaginaria (Fig.14), tutto funziona correttamente. Difatto la parte reale è, per tutte le prove nell'intorno dei 50Ω e la parte immaginaria vicino a 0Ω .



(a)



(b)

Figura 14: Andamento Impedenza d'Ingresso Test1

Il primo problema si riscontra sul Rapporto Assiale. Si può osservare dalla Fig.15 che, di fatto, solo per 2 delle 5 prove si ottiene un risultato soddisfacente (al di sotto dei 3dB).

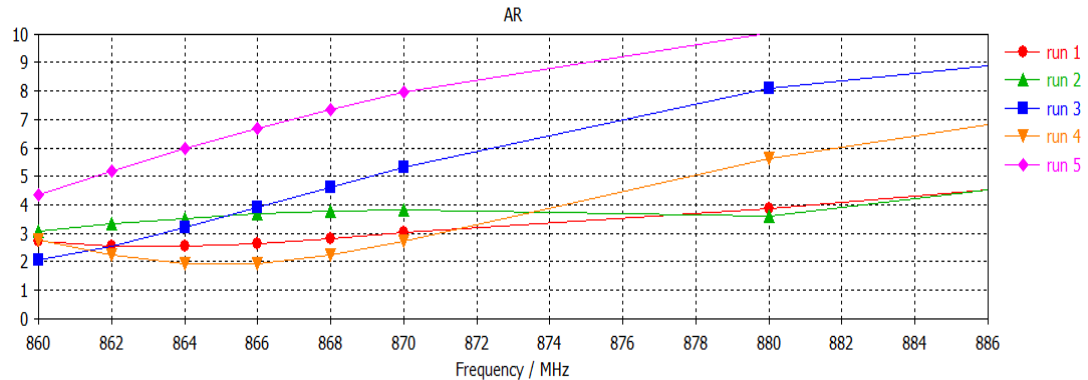


Figura 15: Andamento Rapporto Assiale Test1

Andando quindi a considerare le uniche due configurazioni che rispettano il vincolo sul Rapporto Assiale (run1 e run4) viene mostrato, in Fig.16, il pattern 3D del Far-Field calcolato alla frequenza di 868MHz da cui è possibile osservare che solo per run1 si ottiene un pattern con massimo in direzione broadside; infatti per la configurazione 4 si nota che il massimo si è discostato dalla direzione broadside dell'antenna e questo potrebbe portare l'antenna a leggere tag che non appartengono al volume di lettura di interesse per la particolare applicazione.

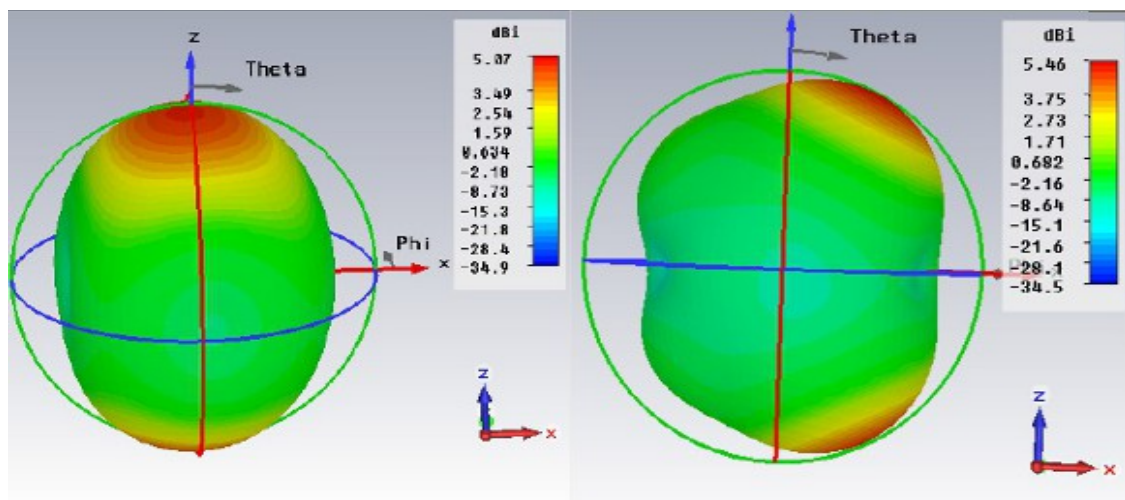
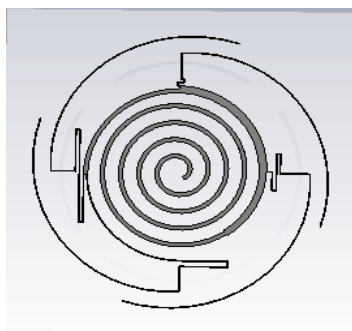


Figura 16: Confronto Pattern 3D della Direttività tra Run2 e Run4 in Test1

In conclusione, in questo Test, sono stati ottenuti buoni risultati per quanto riguarda l'adattamento e la distribuzione di campo in prossimità della superficie dell'antenna. Altrettanto, però, non si può dire sul rapporto assiale e il pattern del campo in Far-Field. Pertanto la configurazione che presenta i migliori risultati resta la *Circular Modular Antenna* (run2).

2.3.2 Test 2 :Ottimizzazione stub curvo

Il secondo Test è stato condotto per valutare l'andamento dei parametri caratteristici dell'antenna, al variare della lunghezza e larghezza (Tabella 2) di uno stub curvo aggiunto alla microstriscia di alimentazione delle slot come mostrato in Fig.17.



Prova	Lunghezza [mm]	Larghezza [mm]
1	20	0.65
2	20	1.3
3	100	0.65
4	100	1.3
5	170	0.65
6	170	1.3

Figura 17: Nuova Configurazione dell'Antenna usata in Test 2

Tabella 2: Prove Test2

Il risultato più significativo ottenuto da questo Test è quello relativo al rapporto assiale. Dal grafico in Fig.18 è possibile osservare che, almeno nella banda d'interesse, si ottengono valori di gran lunga superiori rispetto ai valori sperati.

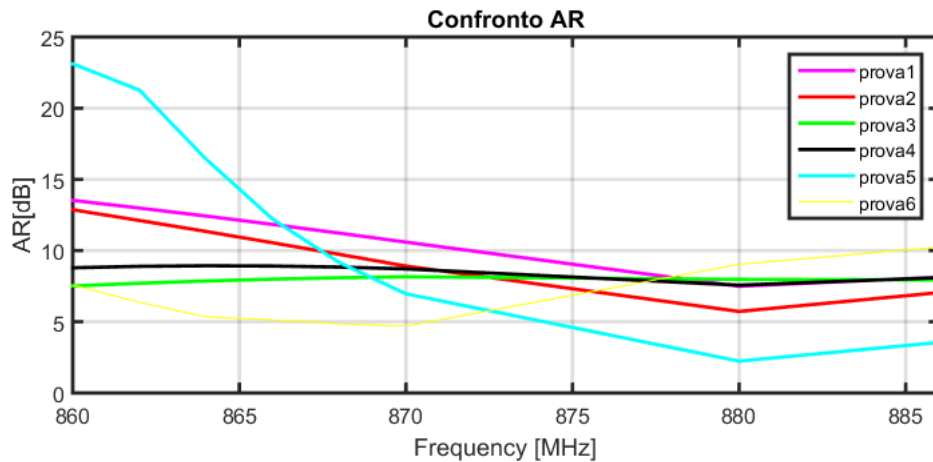


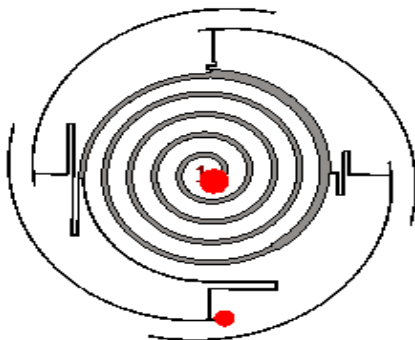
Figura 18: AndamentoRapporto Assiale Test2

2.3.3 Test 3 :Ottimizzazione doppio stub curvo

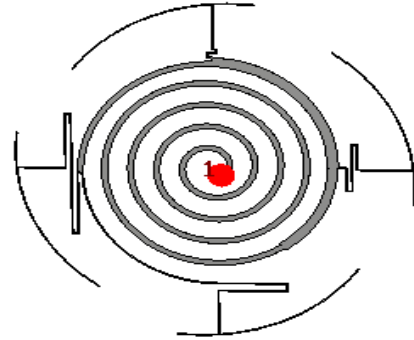
Nel Test 3 viene aggiunto un altro stub curvo in parallelo ma che si allunga nella direzione opposta rispetto a quello del Test2 e, come nei test precedenti, si va ad osservare come questo influisce sui parametri caratteristici dell'antenna.

In particolare sono state effettuate 4 prove, come riportato in Tabella 3.

In Fig.19 invece vengono riportate le 4 diverse configurazioni dell'antenna utilizzate nelle varie prove.



Run1



Run2

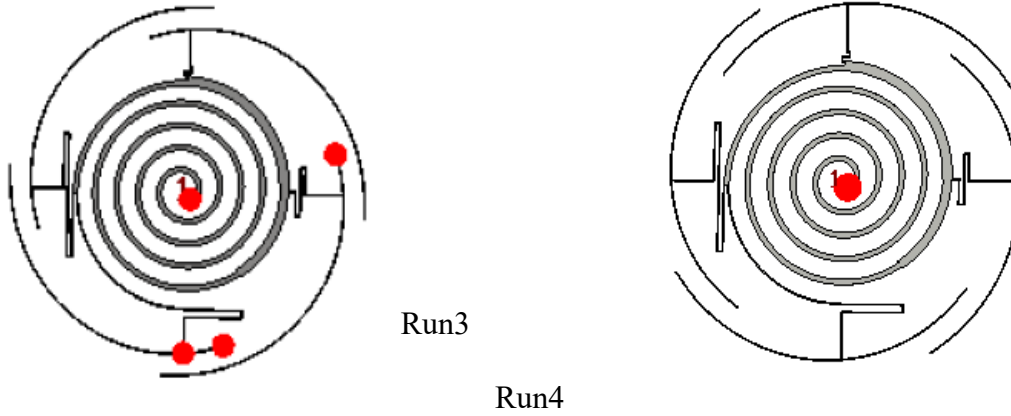


Figura 19: Nuova Configurazione dell'Antenna usata in Test3

Run	Lunghezza stub antiorario [mm]	Lunghezza stub orario [mm]
1	10	170
2	80	20
3	80	80
4	20	170

Tabella 3: Prove Test3

Il parametro più critico, anche in questo test, risulta essere il rapporto assiale, di cui viene riportato il grafico in Fig.20. Dal grafico è possibile osservare che solo per la configurazione run4 si può ottenere un valore accettabile.

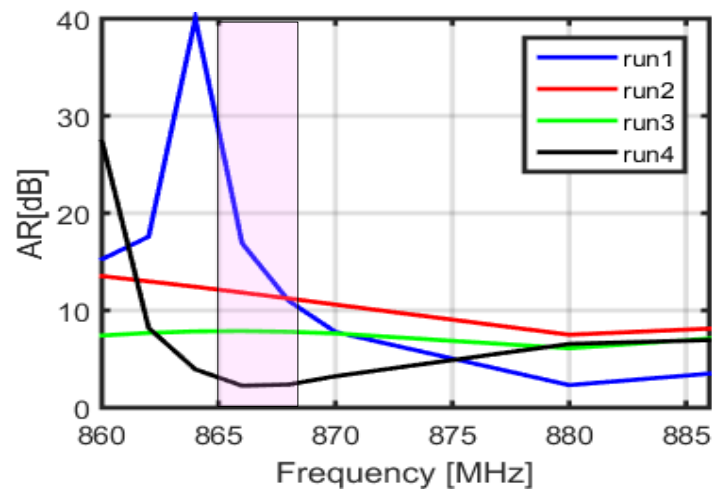


Figura 20: Andamento Rapporto Assiale in Test3

Considerando però la configurazione utilizzata in run4, si ottiene un pattern in Far-Field che non è simmetrico (Fig.21). Tale comportamento non è accettabile in quanto il contributo maggiore nella composizione del Far-Field è dato dalle slot e queste presentano, in caso di assenza di un piano riflettore, un diagramma di irradiazione in far-field simmetrico.

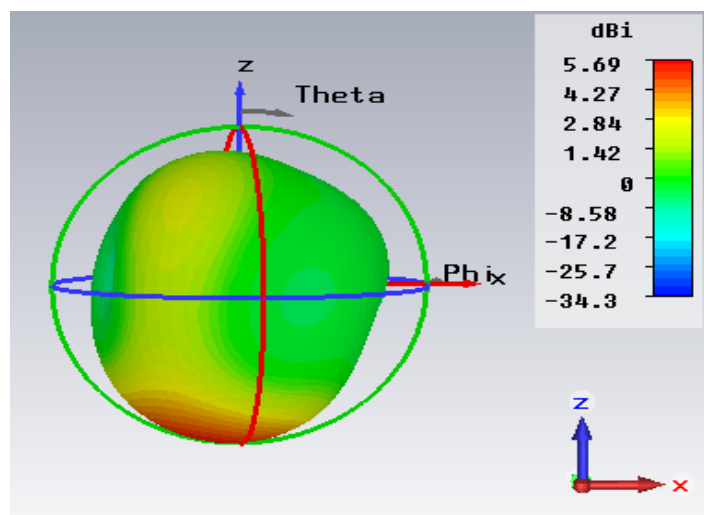


Figura 21: Pattern 3D della Direttività calcolato a 866 MHz

Dai Test effettuati è possibile affermare che cercare di aumentare l'area di lettura dell'antenna, andando a modificare la lunghezza del microstriscia che attraversa le slot, fornisce dei risultati che non sono in accordo con gli obiettivi che sono stati definiti inizialmente ed è stato notato che anche le più piccole variazioni di lunghezza o larghezza causano una forte variazione dei parametri caratteristici dell'antenna in particolar modo sul rapporto assiale e sulla direzione di massimo della direttività.

Pertanto la configurazione che meglio soddisfa le richieste rimane la *Circular Modular Antenna*.

Questa configurazione fornisce un diagramma di irradiazione in Far-Field che presenta il massimo in direzione broadside sia in direzione $+z$ che in $-z$. La back-radiation è un fenomeno da evitare nell'applicazione particolare di smart point reader o desktop reader commerciale. Per questo motivo è necessario utilizzare un piano riflettore, così da confinare la radiazione (dovuta per lo più alle slot) solo verso il semispazio positivo.

E' stato quindi condotto un ulteriore studio per valutare quale sia l'influenza del piano riflettore sui parametri caratteristici dell'antenna e per ottimizzarne la distanza dall'antenna.

2.4 Ottimizzazione distanza piano riflettore

Si aggiunge, come mostrato in Fig.22, un piano riflettore al di sotto della Antenna e si varia la distanza del piano riflettore rispetto all'antenna.

Sono state fatte 3 prove: a 10-30-45mm.

Posizionare un piano a distanze maggiori potrebbe essere problematico a livello pratico per la specifica applicazione.

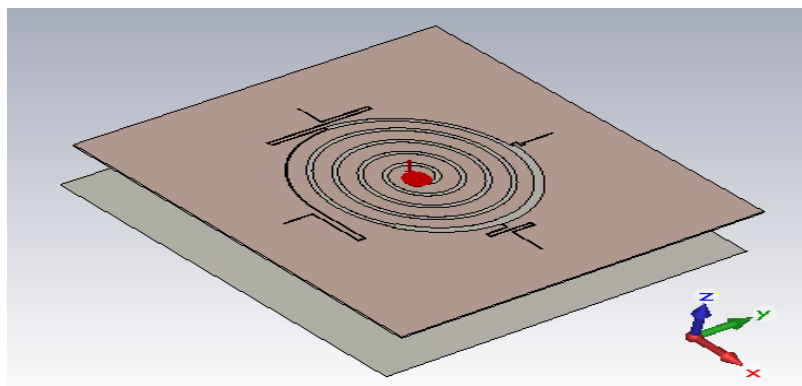


Figura 22 : Configurazione con piano riflettore

In Fig.23 è riportato il grafico del rapporto assiale (risultato più interessante) relativo alle tre prove e da cui si può vedere che il risultato migliore si ottiene con il riflettore posto a 45mm dall'antenna (appena sopra i 3dB).

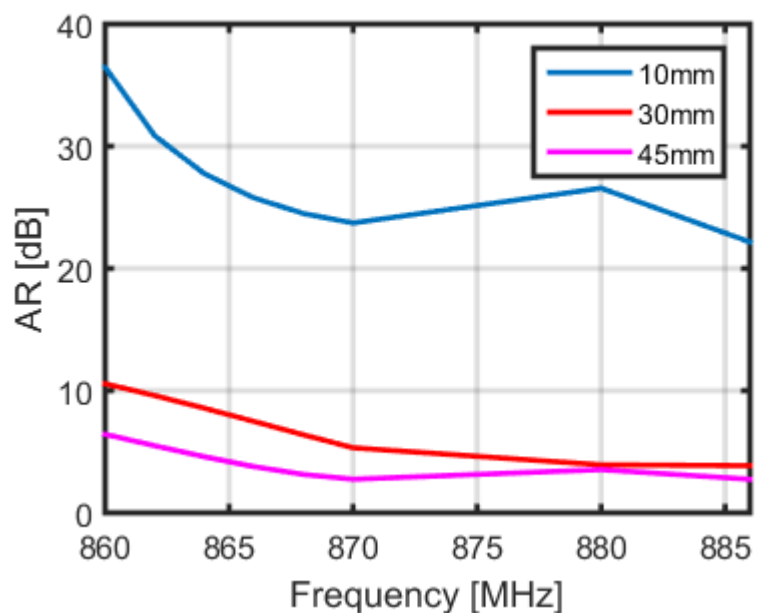


Figura 23 : Andamento Rapporto Assiale-ottimizzazione piano riflettore

2.5 Conclusioni

E' stata presentata una nuova configurazione di antenna modulare per desktop reader per applicazioni near-field in banda UHF. Dopo aver presentato i criteri progettuali, il layout dell'antenna e l'andamento di alcuni parametri caratteristici dell'antenna ottenuti attraverso le simulazioni, è stato proposto un tentativo di ottimizzazione della antenna per cercare di migliorarne ancora le prestazioni.

Nel Capitolo 3 verrà presentata la parte relativa alla fabbricazione di un prototipo ottenuto a partire dal progetto presentato in questo capitolo e le relative prove che sono state effettuate su di esso.

Capitolo 3

3.1 Introduzione

In questa sezione viene presentata la parte relativa alla fabbricazione del prototipo a partire dal progetto della *Circular Modular Antenna* definita nel Capitolo 2.

Una volta definito il prototipo, vengono descritte le prove effettuate e presentati i risultati ottenuti, al fine di confrontare i risultati ottenuti dalla simulazione in CST con i risultati misurati, testando il prototipo nelle due modalità di funzionamento.

3.2 Fabbricazione del prototipo

La fabbricazione del prototipo proposto in questo Capitolo è avvenuta interamente nel laboratorio dell' *Area de Teoria de la Señal y Comunicaciones* del Dipartimento di Ingegneria Elettrica dell'Università di Oviedo.

Il laboratorio dispone di due macchine (Protomat S63 e LPFK-Laser Machine), rispettivamente utilizzate per praticare fori nel substrato e per rimuoverne il rame andando quindi a ottenere il design dell'antenna progettato via software (Fig.1).

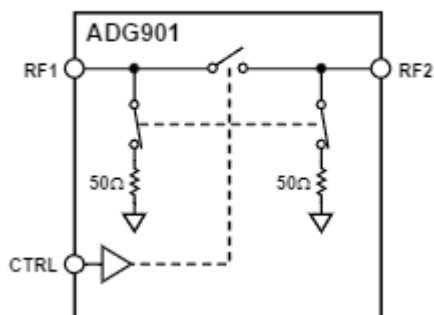


Figura 1: Macchine utilizzate per fabbricazione prototipo

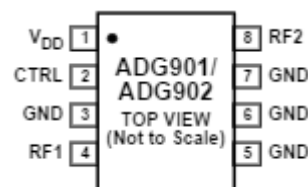
Come controllo RF, per gestire il passaggio da modalità Spiral TWA a modalità modular antenna, è stato utilizzato uno switch ADG901 (datasheet disponibile in http://www.analog.com/media/en/technicaldocumentation/datasheets/ADG901_902.pdf), di cui è riportato il diagramma funzionale a blocchi (Fig.2-a), di dimensioni 3 x 3 mm, che mette a disposizione 8 pin, come è possibile apprezzare dalla piedinatura proposta nella Fig.2-b, di cui solo 4 saranno utilizzati.

A livello pratico, almeno in fase di Testing, quello che si fa è aggiungere lo switch appena prima del trasformatore a $\lambda/4$, andando a interrompere per un brevissimo tratto la linea. Lo switch, opportunamente controllato, permette, in uno stato, la connessione tra la linea a spirale e l'adattatore permettendo quindi l'alimentazione delle slot (funzionamento anche in campo vicino radiativo), nell'altro, invece, interrompe la linea appena prima dell'adattatore facendola terminare su un carico adattato a 50Ω (funzionamento in campo vicino reattivo).

FUNCTIONAL BLOCK DIAGRAM



(a)



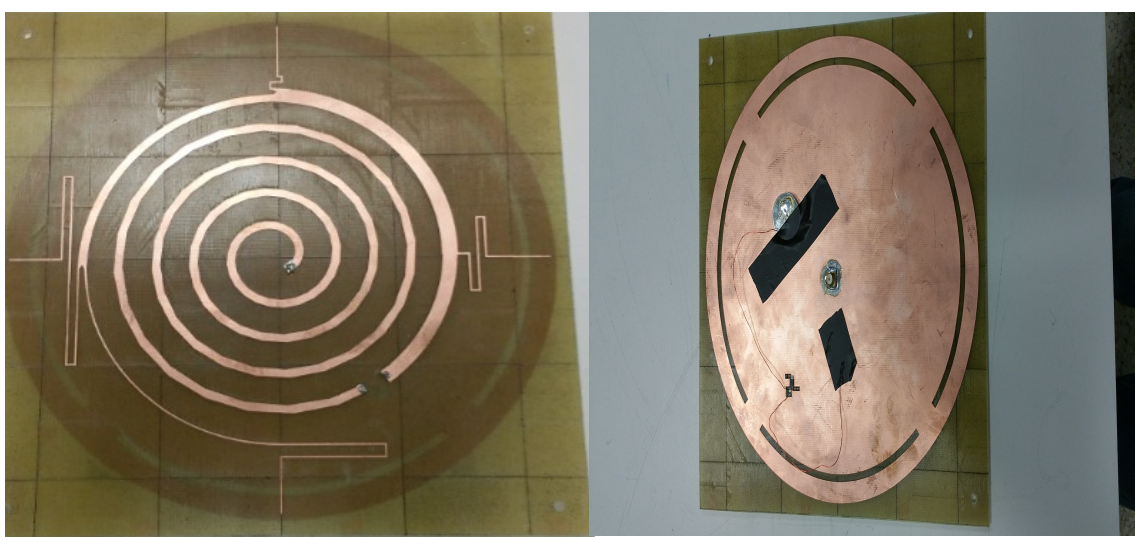
(b)

Figura 2: Switch ADG901:(a)Diagramma funzionale a blocchi (b) Piedinatura

Quando il valore di CTRL è basso RF2 non è collegato e RF1 termina su un carico da 50Ω , esattamente l'impedenza della spirale, in modo da ottenere una linea di trasmissione chiusa su carico adattato. Quando invece il CTRL è alto, l'interruttore è chiuso e RF1 e RF2 sono collegati permettendo quindi la connessione tra spirale e adattatore a $\lambda/4$.

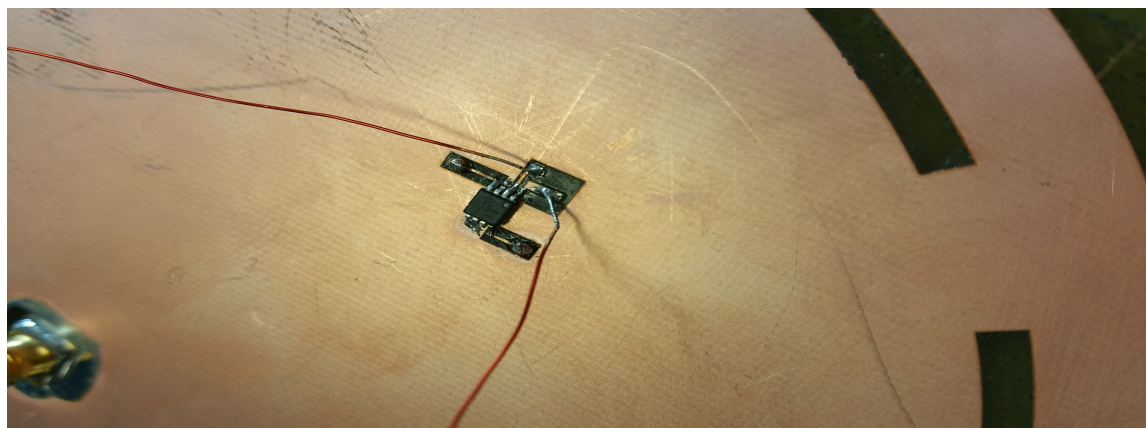
In fase di Testing è stata collegata una batteria da 3V a VDD e CTRL; questo ultimo viene collegato o scollegato in base a quale modalità di funzionamento si deve testare.

In Fig.3 è mostrato il prototipo e si può apprezzare la realizzazione del top-layer con l'interruzione della linea di trasmissione appena prima dell'inizio dell'adattatore a $\lambda/4$ (Fig.3-a), e il posizionamento della batteria e dello switch nel bottom-layer (Fig.3-b). In Fig.3-c è proposto uno zoom per apprezzare meglio lo switch ADG901



(a)

(b)



(c)

Figura 3: Realizzazione prototipo: (a) Top-layer (b) Bottom-layer (c) Switch ADG901

Vengono utilizzate 4 viti di plastica per collegare il piano riflettore all'antenna ottenendo il prototipo dell'antenna completo (Fig.4)



Figura 4: Prototype_1: Realizzazione *Circular Modular Antenna*

3.3 Test effettuati sul Prototype_1 in modalità Modular Antenna

Una volta realizzato il prototipo sono state effettuate una serie di prove per caratterizzare l'antenna e confrontare i risultati con quelli simulati.

Per impostare la configurazione Modular Antenna è sufficiente collegare il pin CTRL alla batteria. E' possibile suddivere le prove effettuate nel seguente modo:

- 1. -Test con VNA (Vector Network Analyzer):** Misura del Parametro-S
- 2. -Test in Near-Field:** Misura delle componenti X e Y del campo generato dall'antenna alla distanza di 5cm e 10cm.
- 3. -Test Far-Field:** Far-Field Gain, Axial-ratio, Radiation Pattern ($\varphi=0^\circ$), Radiation Pattern ($\varphi=90^\circ$)
- 4. -Test Tag Detection**

3.3.1 Test con VNA

Una volta collegata l'antenna al VNA tramite un coassiale connesso con un connettore SMA, come mostrato in Fig.5, si va misurare il parametro S11 che rappresenta il coefficiente di riflessione dell'antenna.

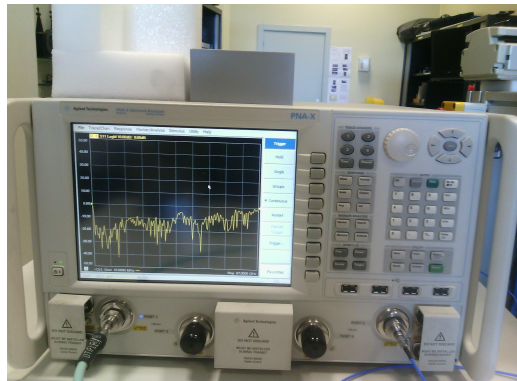


Figura.5 VNA (Vector Network Analyzer)

Il risultato è mostrato in Fig.6 dove viene fatto anche il confronto con l'andamento ottenuto dalle simulazioni.

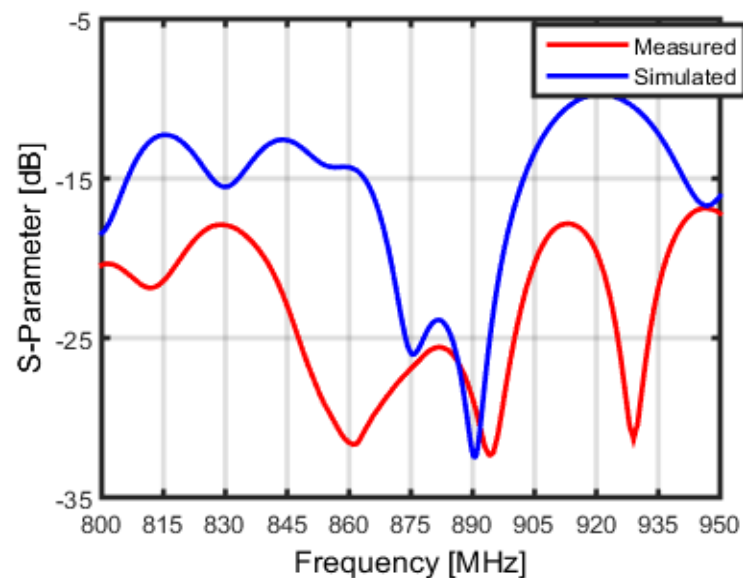


Figura 6: Confronto Parametro-S Misurato/Simulato per configurazione Modular antenna

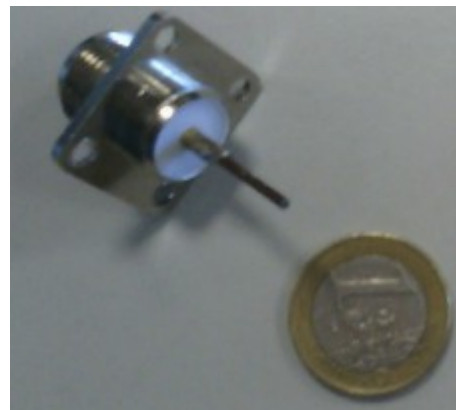
Dai risultati ottenuti è possibile apprezzare come, in accordo con la simulazioni, si ottenga un'antenna che presenta valori di S_{11} sempre al di sotto dei -10db richiesti non solo nella banda operativa (865-868Mhz) ma anche in tutto il restante spettro frequenziale considerato nella prova (800-950 MHz).

3.3.2 Test in Near-Field

Per questa prova è stata utilizzata la Camera Anecoica per Near-Field presente nel laboratorio. Per effettuare le misure di campo elettrico è stata utilizzata una sonda progettata *ad hoc* costituita da un dipolo molto corto rispetto alla lunghezza d'onda connesso con un connettore N. E' stato utilizzato un dipolo di dimensioni limitate (e non un dipolo risonante che a queste frequenze sarebbe stato eccessivamente lungo) per riuscire ad apprezzare la variazione dell'andamento del campo anche in piccoli intervalli (4-5mm). Ne viene presentata una un'immagine in Fig.7.



(a)



(b)

Figura 7: Sonda per misura in campo vicino: (a) Sostegno plastico (b) Dettagli della Sonda di campo elettrico

In Fig.8a, invece, viene presentata un'immagine dell'allestimento della prova in camera anecoica in cui è possibile apprezzare il prototipo in posizione centrale della camera e il braccio meccanico che in maniera automatica scansiona lo spazio nel modo definito dal sistema di controllo posto al di fuori della camera.

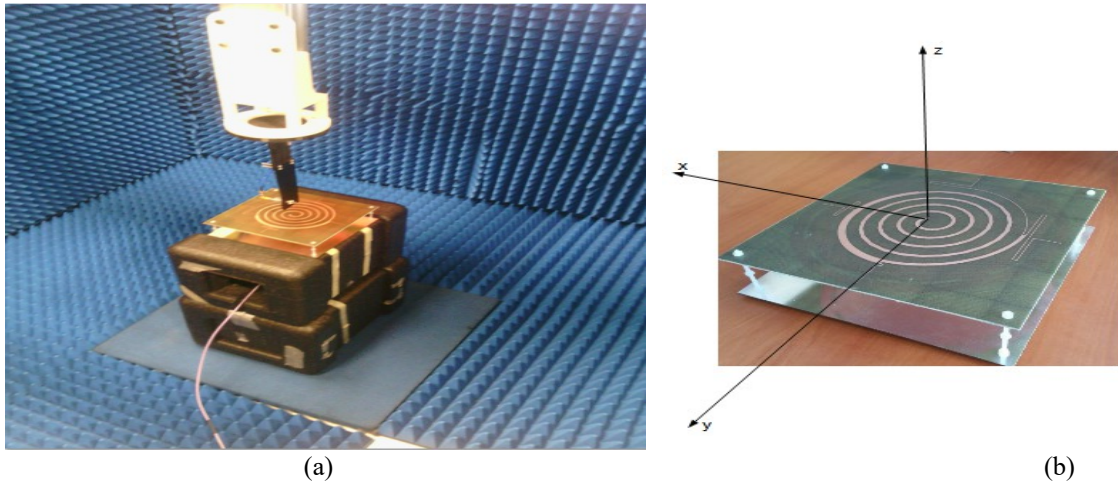


Figura 8:(a) Allestimento camera anecoica Near-Field (b) Sistema di riferimento relativo all'antenna

In questa prova sono state misurate le componenti E_x e E_y su due piani distinti di $150 \times 150 \text{ mm}$ l'uno, a $z = 50 \text{ mm}$ e $z = 100 \text{ mm}$.

Tenendo presente il sistema di riferimento relativo all'antenna (Fig.8-b), viene riportato il sistema di riferimento utilizzato per effettuare le prove sia per la misura della componente x Fig.9-a, che per la componente y Fig.9-b. In rosso si può apprezzare il movimento sequenziale che ha seguito la sonda per la misura del campo. La sonda nella prova per la misura della componente y viene posizionata lungo l'asse y. Nella prova per la misura della componente x quello che si fa è semplicemente ruotare l'antenna di 90° .

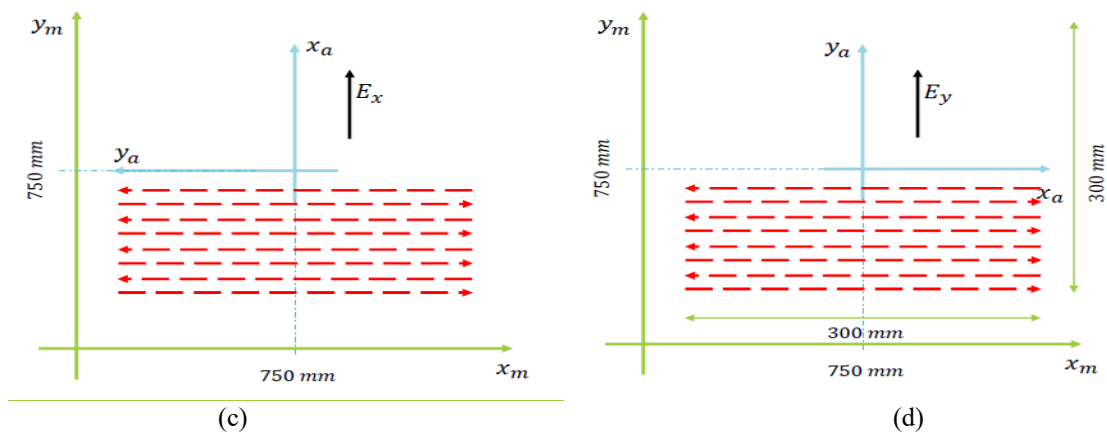
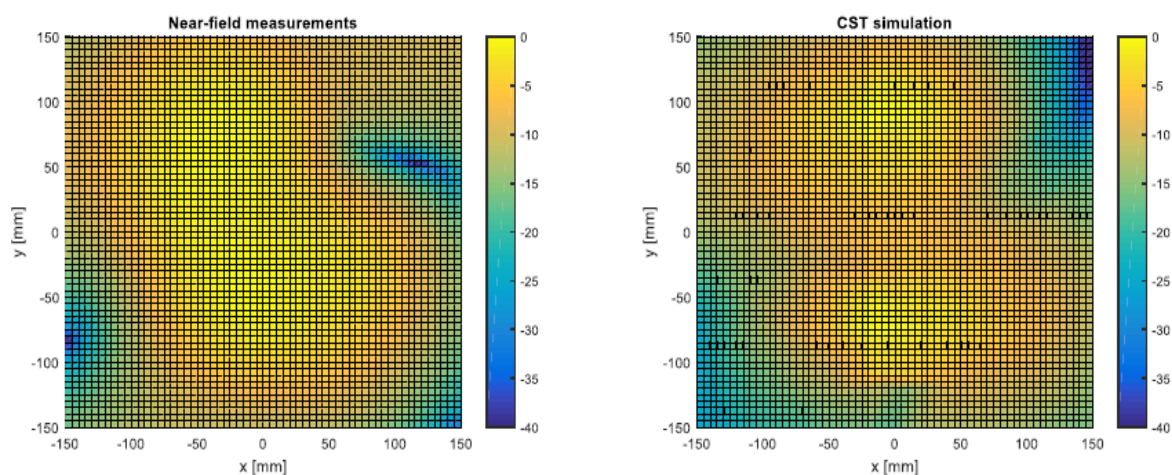


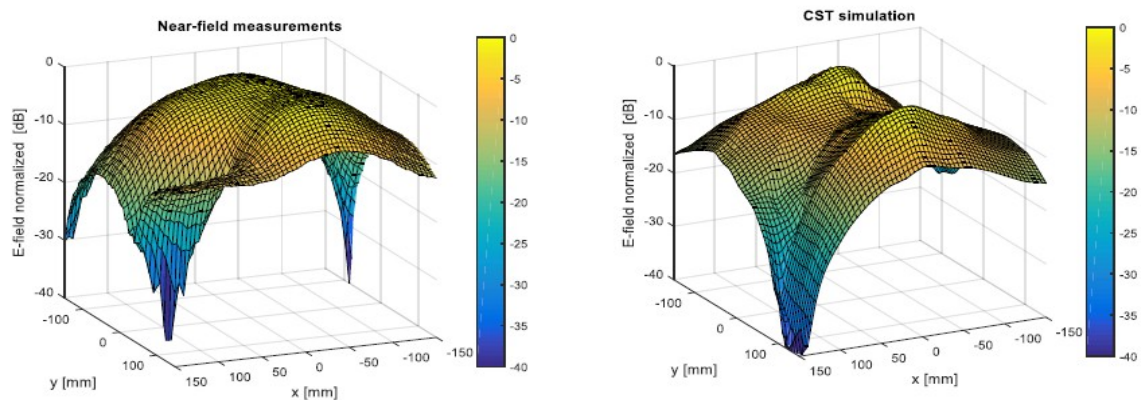
Figura 9: Sistema di riferimento: (a) Prova per componente x (b) Prova per componente y

Vengono ora riportati i risultati relativi alle misure effettuate sul piano XY alle altezze di $z=50\text{mm}$ e $z=100\text{mm}$ per componenti di campo elettrico x e y.

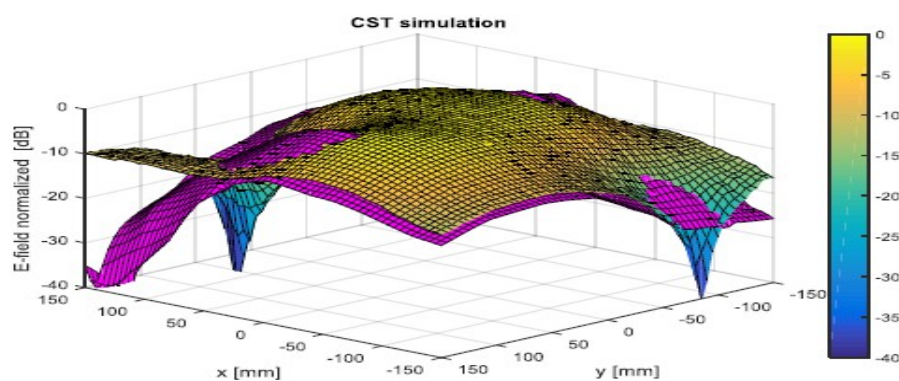
Confronto Misure/Simulazioni componente E_y a $z=50\text{mm}$



(a)



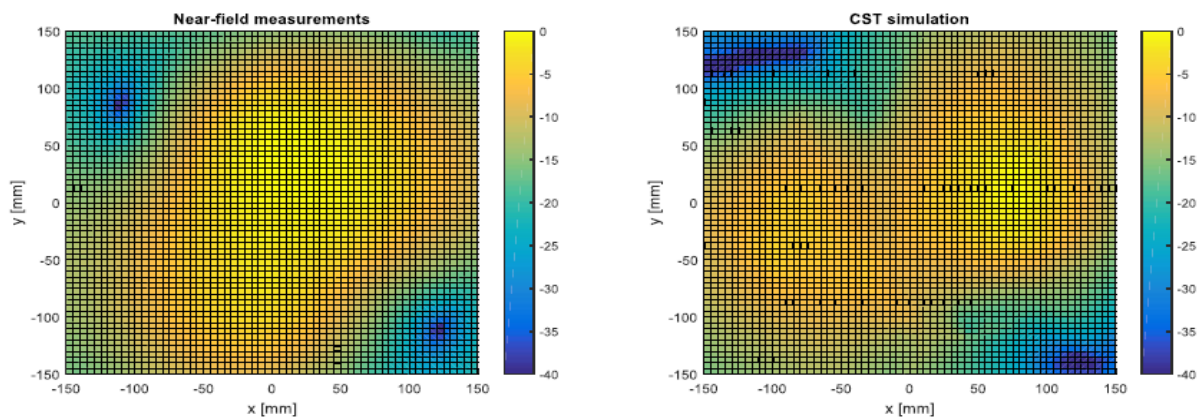
(b)



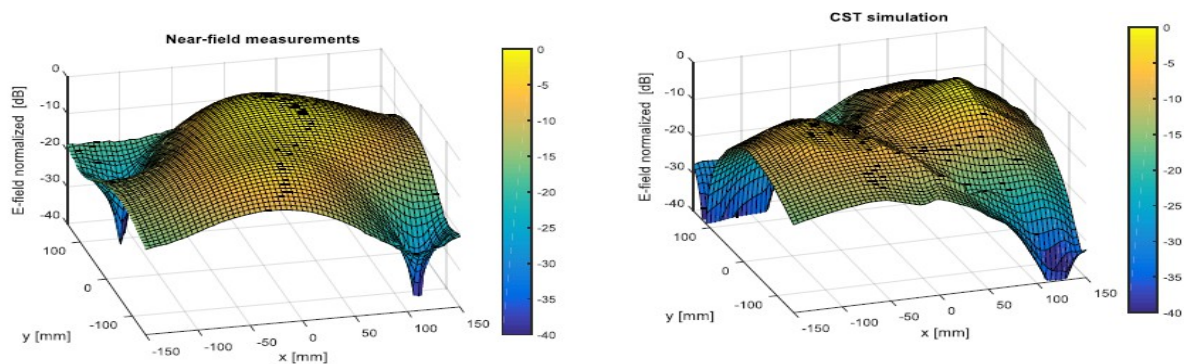
(c)

Figura 10: Confronto Misure/Simulazioni:(a) Visualizzazione 2D del campo elettrico(b) Visualizzazione 3D del campo elettrico (c) Sovrapposizione tra misure e simulazioni (in rosa)

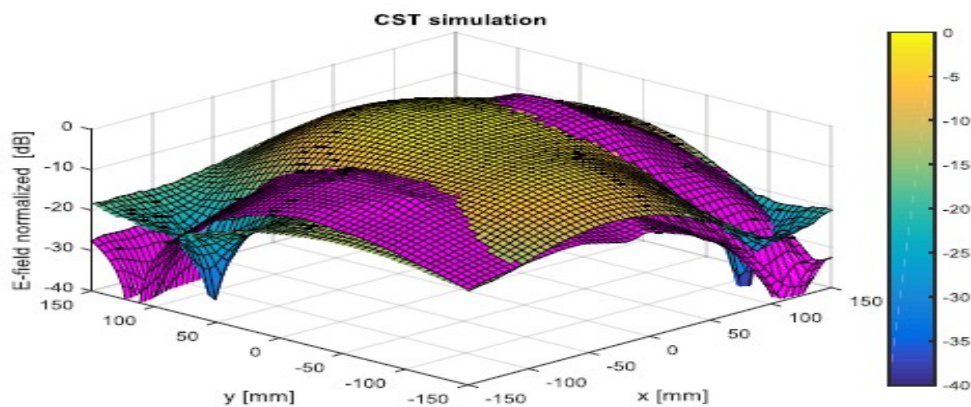
Confronto Misure/Simulazioni componente E_x a $z=50\text{mm}$



(a)



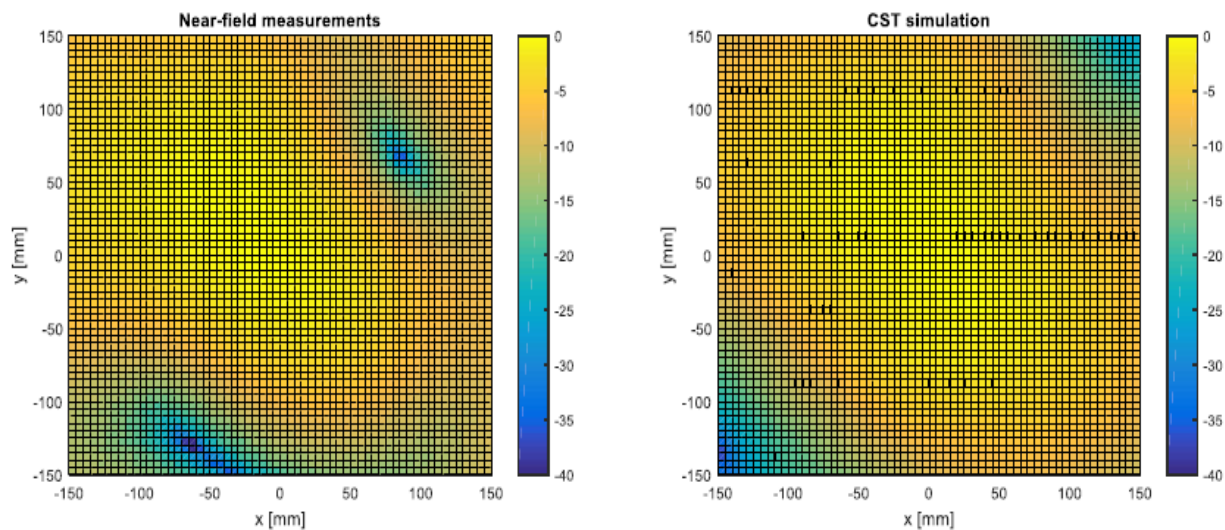
(b)



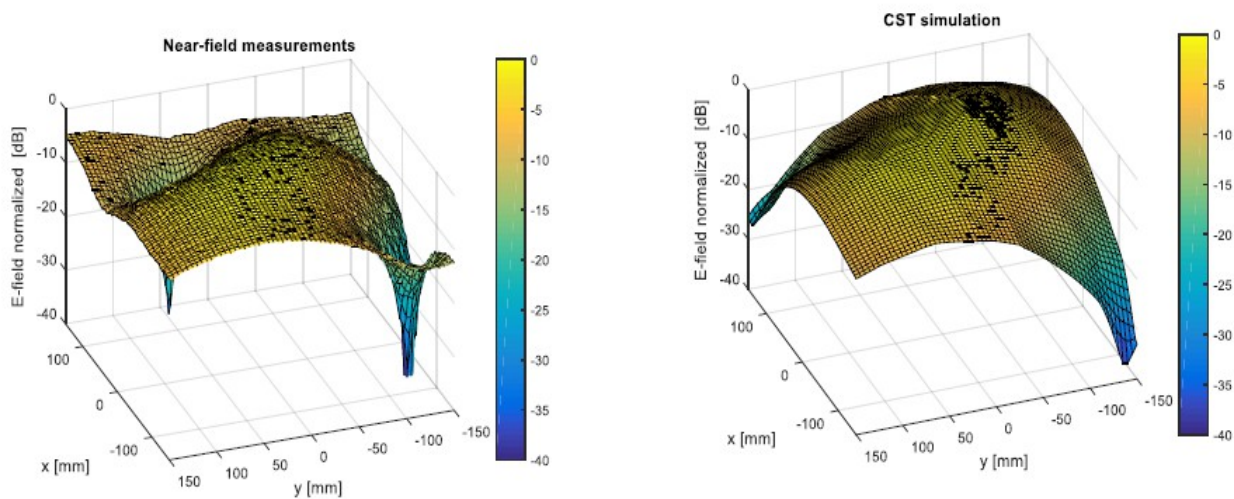
(c)

Figura 11: Confronto Misure/Simulazioni:(a) Visualizzazione 2D del campo elettrico(b) Visualizzazione 3D del campo elettrico (c) Sovrapposizione tra misure e simulazioni (in rosa)

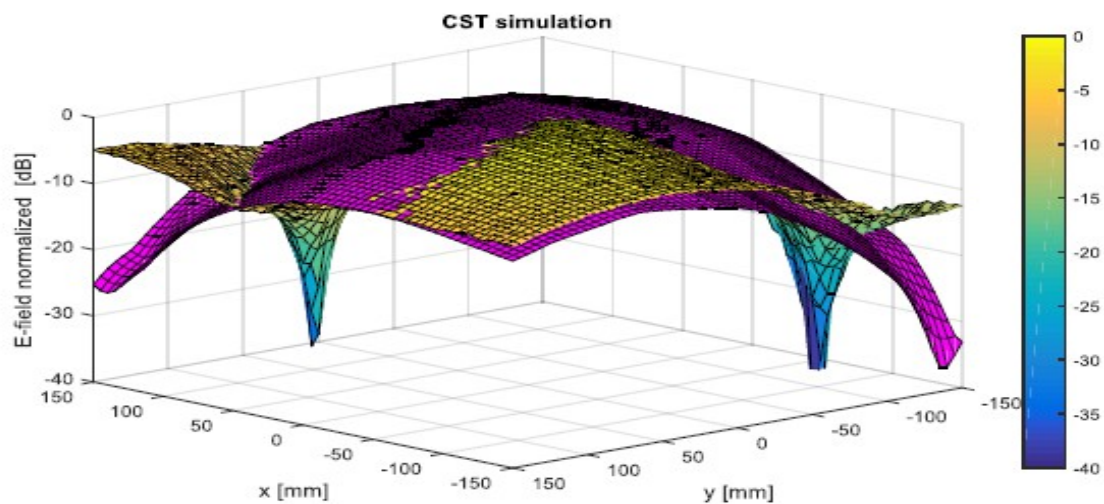
Confronto Misure/Simulazioni componente E_y a $z=100\text{mm}$



(a)



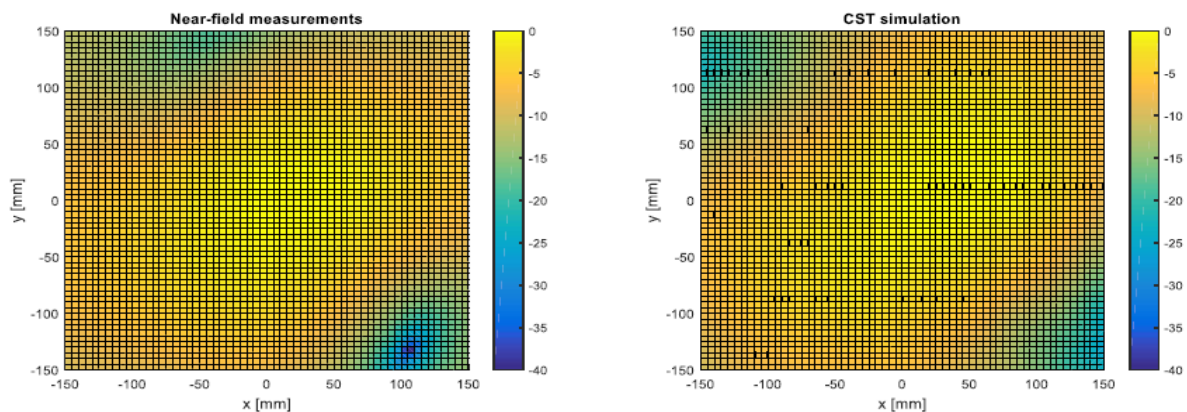
(b)



(c)

Figura 12: Confronto Misure/Simulazioni:(a) Visualizzazione 2D del campo elettrico(b) Visualizzazione 3D del campo elettrico (c) Sovrapposizione tra misure e simulazioni (in rosa)

Confronto Misure/Simulazioni componente E_x a $z=100\text{mm}$



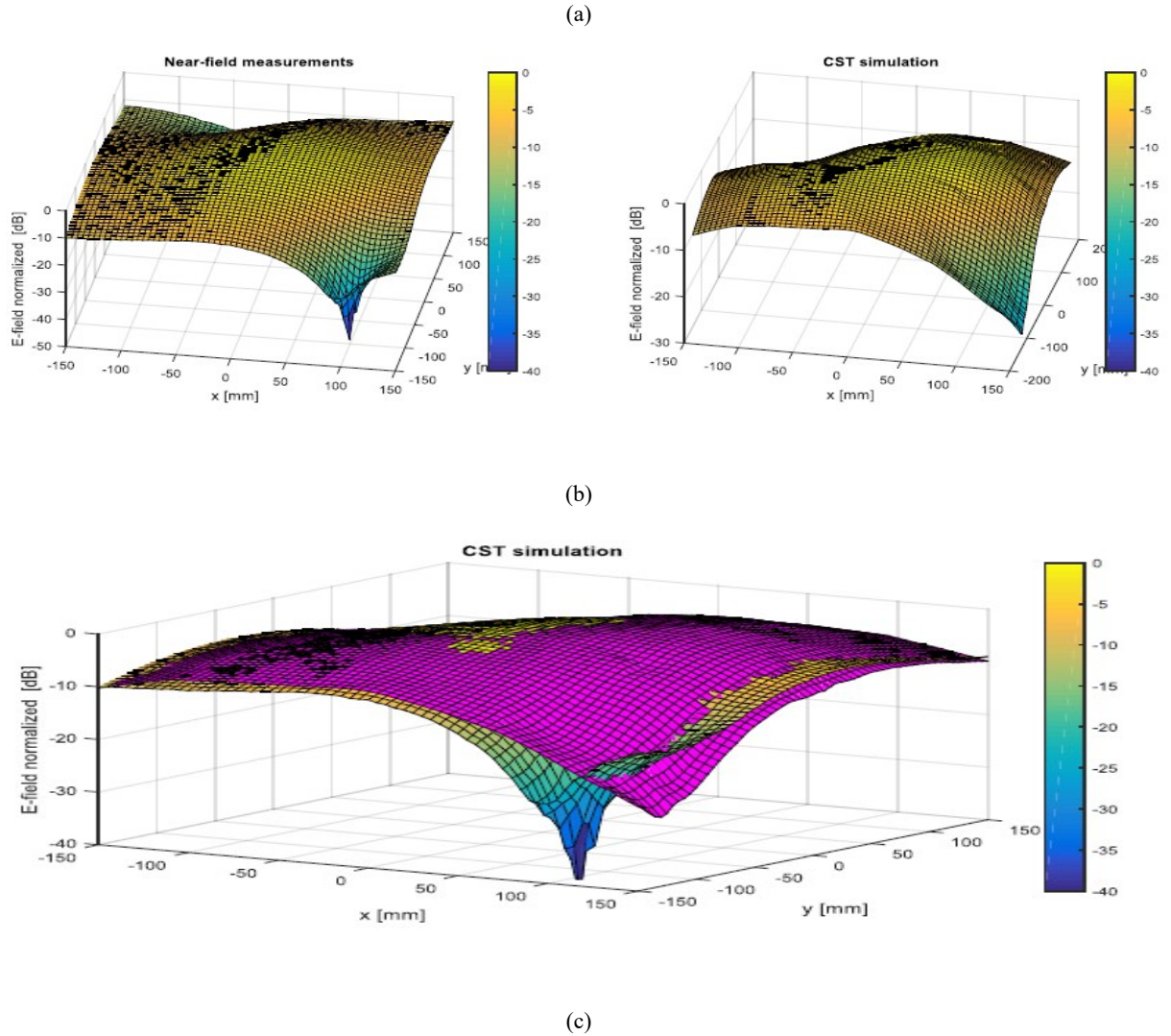
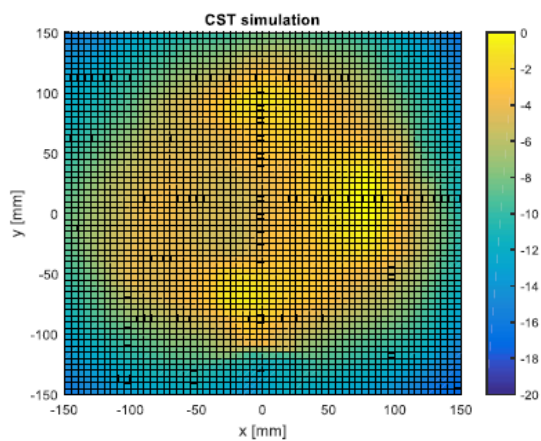
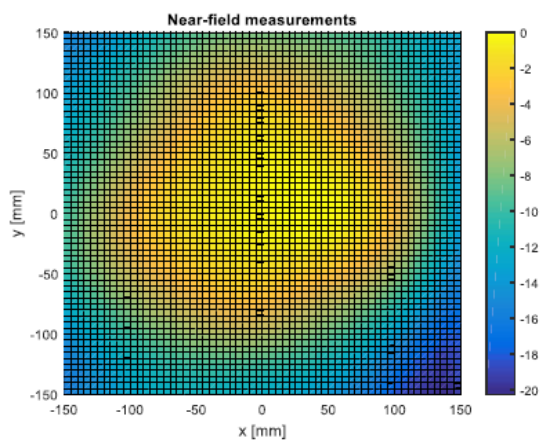


Figura 13: Confronto Misure/Simulazioni:(a) Visualizzazione 2D del campo elettrico(b) Visualizzazione 3D del campo elettrico (c) Sovrapposizione tra misure e simulazioni (in rosa)

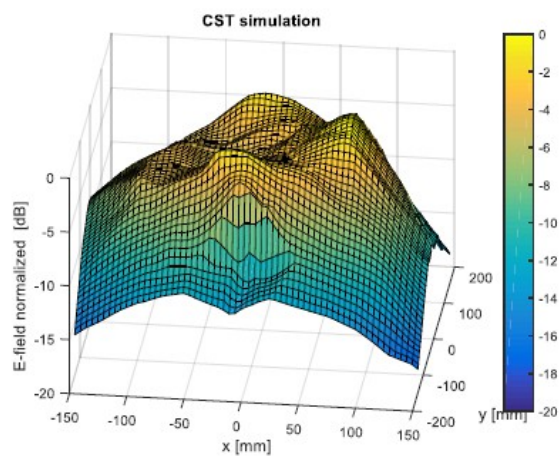
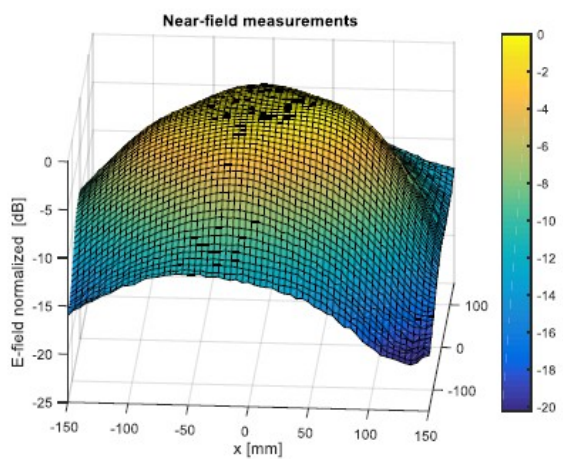
Come possibile osservare dai grafici le misure sono in buon accordo con le simulazioni. Gli scostamenti più grandi si hanno sul bordo cosa che comunque per la particolare applicazione può anche non rappresentare una criticità importante.

Combinando i risultati ottenuti per le due componenti, vengono ora presentati, nella pagina successiva, i risultati che riguardano il campo totale $\vec{E}_{tot} = \vec{E}_x + \vec{E}_y$ in Fig.14-15.

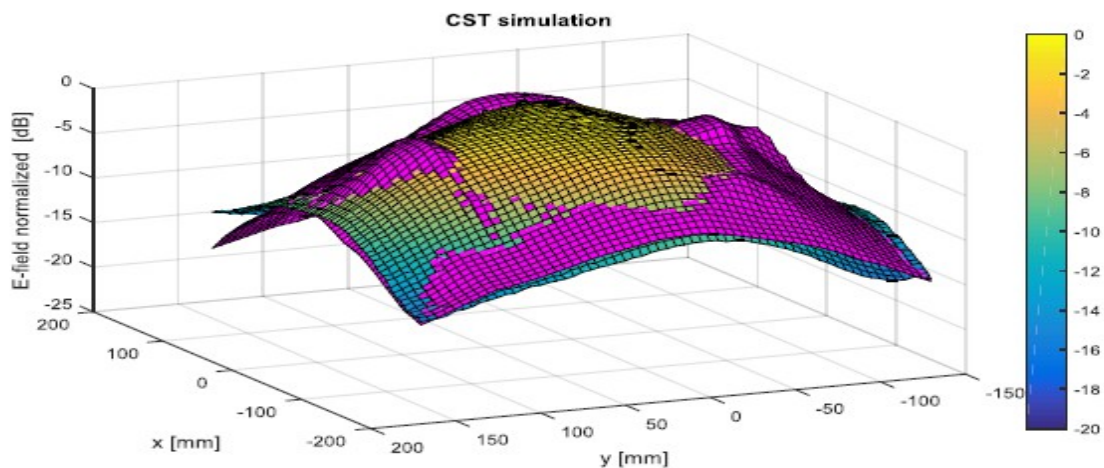
Confronto Misure/Simulazioni componente Etot a z=50mm



(a)



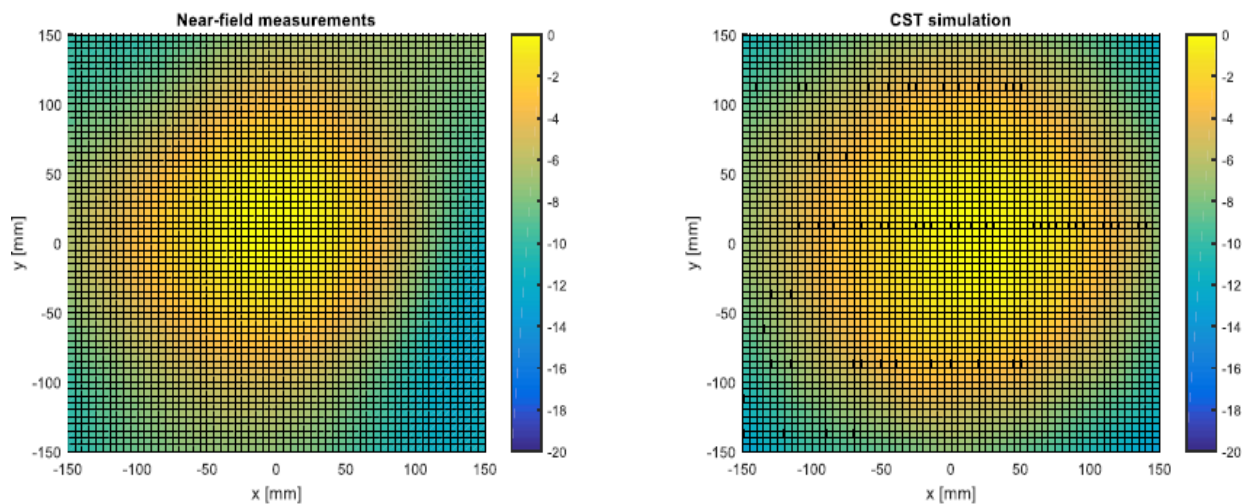
(b)



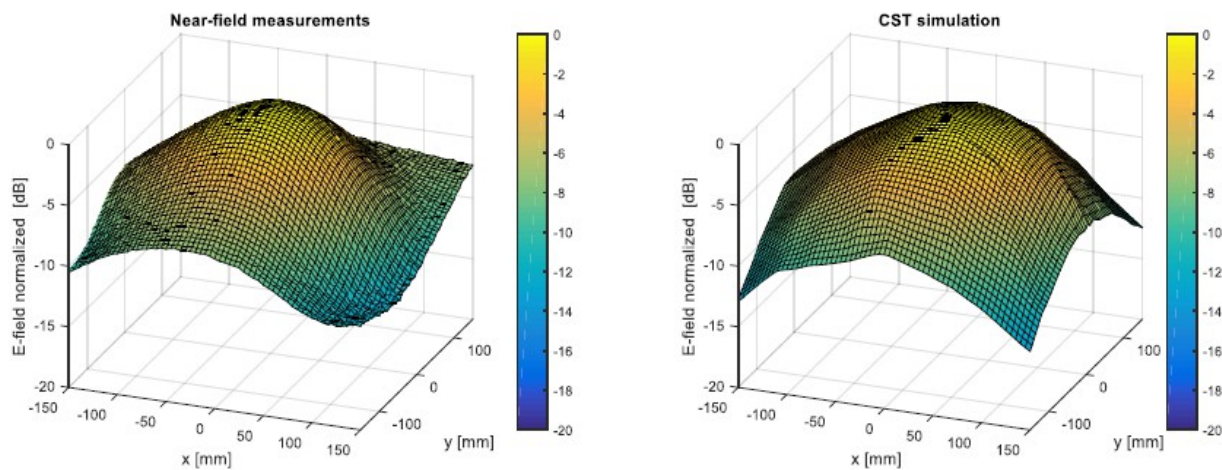
(c)

Figura 14: Confronto Misure/Simulazioni:(a) Visualizzazione 2D del campo elettrico(b) Visualizzazione 3D del campo elettrico
 (c) Sovrapposizione tra misure e simulazioni (in rosa)

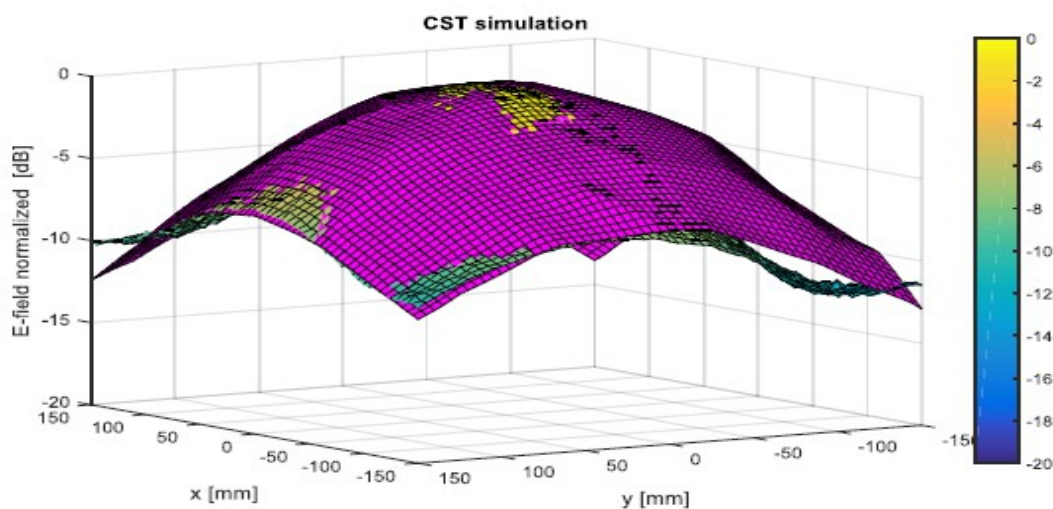
Confronto Misure/Simulazioni componente Etot a z=100mm



(a)



(b)



(c)

Figura 15: Confronto Misure/Simulazioni:(a) Visualizzazione 2D del campo elettrico(b) Visualizzazione 3D del campo elettrico (c) Sovrapposizione tra misure e simulazioni (in rosa)

3.3.3 Test Far-Field

Vengono ora presentate le prove effettuate in camera anecoica per le misure di: Gain, Axial Ratio e diagramma di irradiazione per i piani principali $\varphi=0^\circ$ e $\varphi=90^\circ$.

In Fig.16 viene presentato l'allestimento della camera e il sistema di riferimento utilizzato.

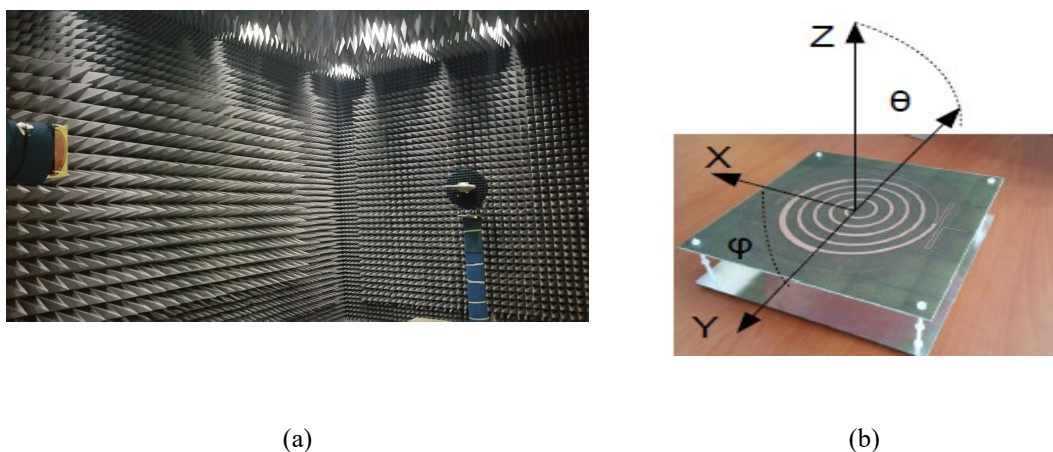


Figura 16: Test Far-Field: (a) Allestimento camera anecoica (b)= sistema di riferimento

Vengono ora riportati i risultati ottenuti.

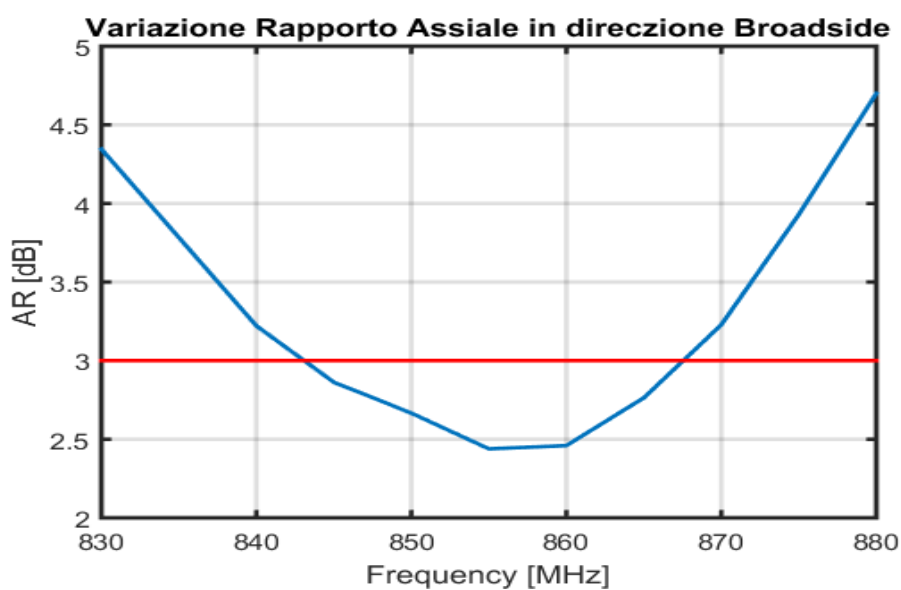


Figura 17: Andamento Rapporto Assiale in direzione Broadside

Si può osservare che nella banda operativa dell'antenna (rettangolo in rosa) ma non solo, il rapporto assiale sta al di sotto o comunque di poco sopra ai 3dB assicurando la polarizzazione circolare.

In Fig.18 viene presentato il grafico relativo al guadagno dell'antenna.

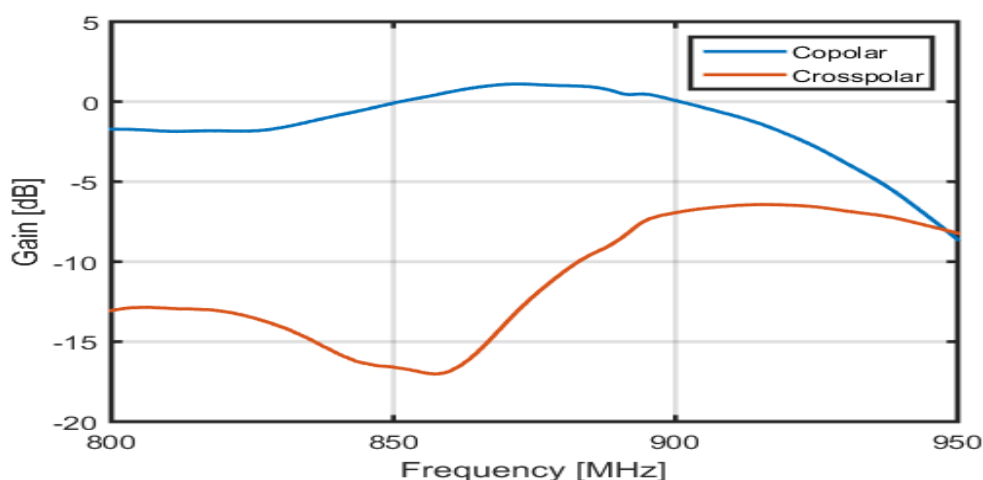


Figura 18: Gain- componente copolare e crosspolare

Si può osservare come il Guadagno in Far-Field non sia molto elevato e ciò è coerente con la particolare applicazione dell'antenna.

Si nota che la componente Crossopolare presenta valori che sono inferiori di 10dB rispetto ai valori della componente Copolare fornendo quindi un buon risultato.

Viene ora presentato l'andamento del campo elettrico nelle componenti θ e ϕ per i piani $\phi=0^\circ$ e $\phi=90^\circ$ misurato per le frequenze $f=850$ Mhz, 865 MHz, 880 MHz.

Da notare che le misure sono state effettuate al variare di θ tra -90° e 90° , la regione di spazio di maggiore interesse, quella in cui l'antenna irradia maggiormente, mentre le simulazioni tra -180° e 180° .

Dai risultati ottenuti si può vedere che le misure sono in buon accordo con le simulazioni.

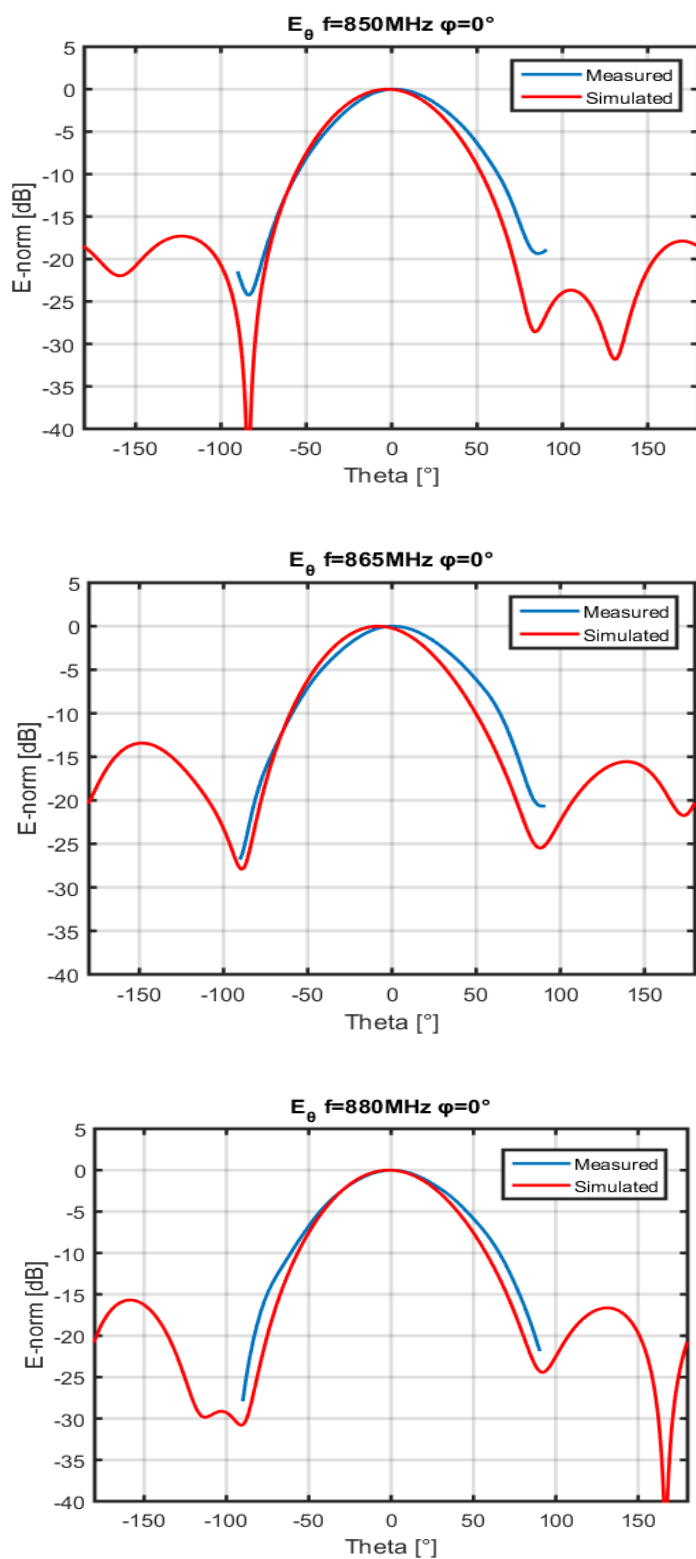


Figura 19: Confronto misure/simulazione dell'andamento della componente θ del campo elettrico per $f=850$ Mhz, 865 MHz, 880 MHz

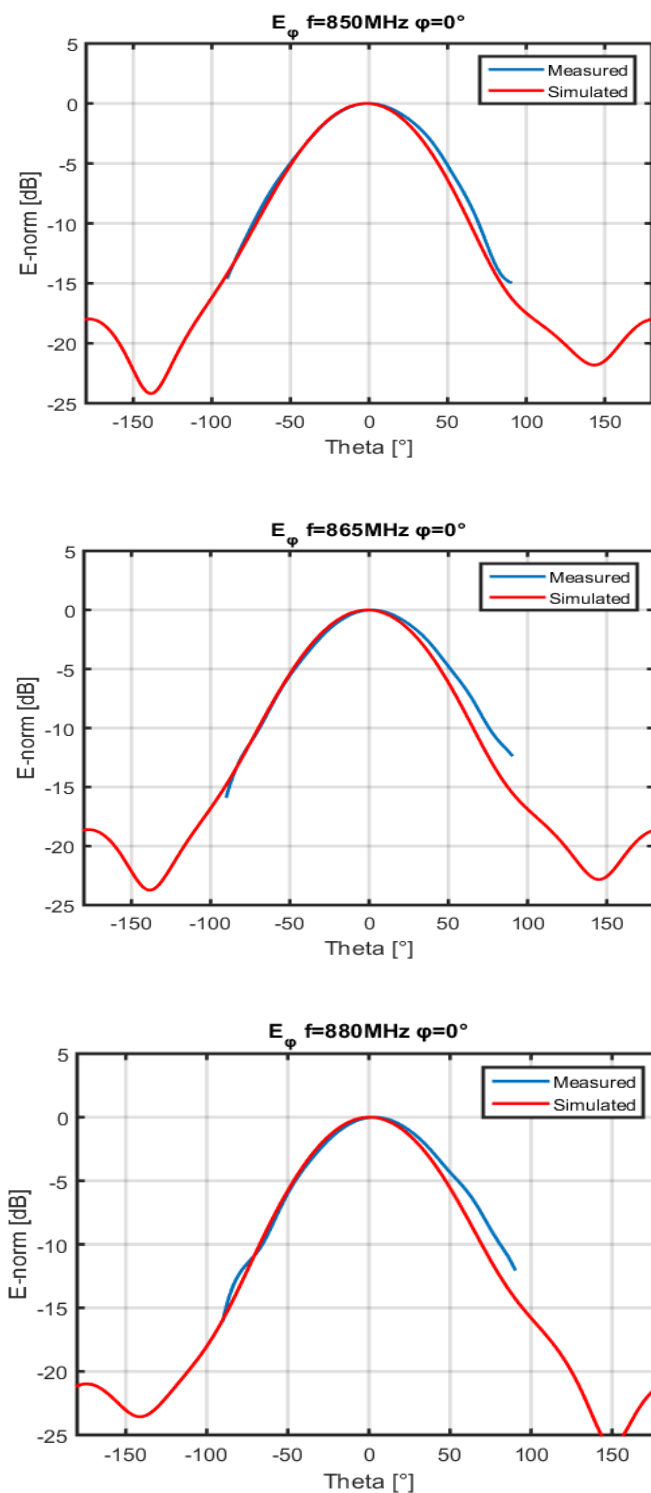


Figura 20: Confronto misure/simulazione dell'andamento della componente φ del campo elettrico per $f=850\text{ Mhz}$, 865 MHz , 880 MHz

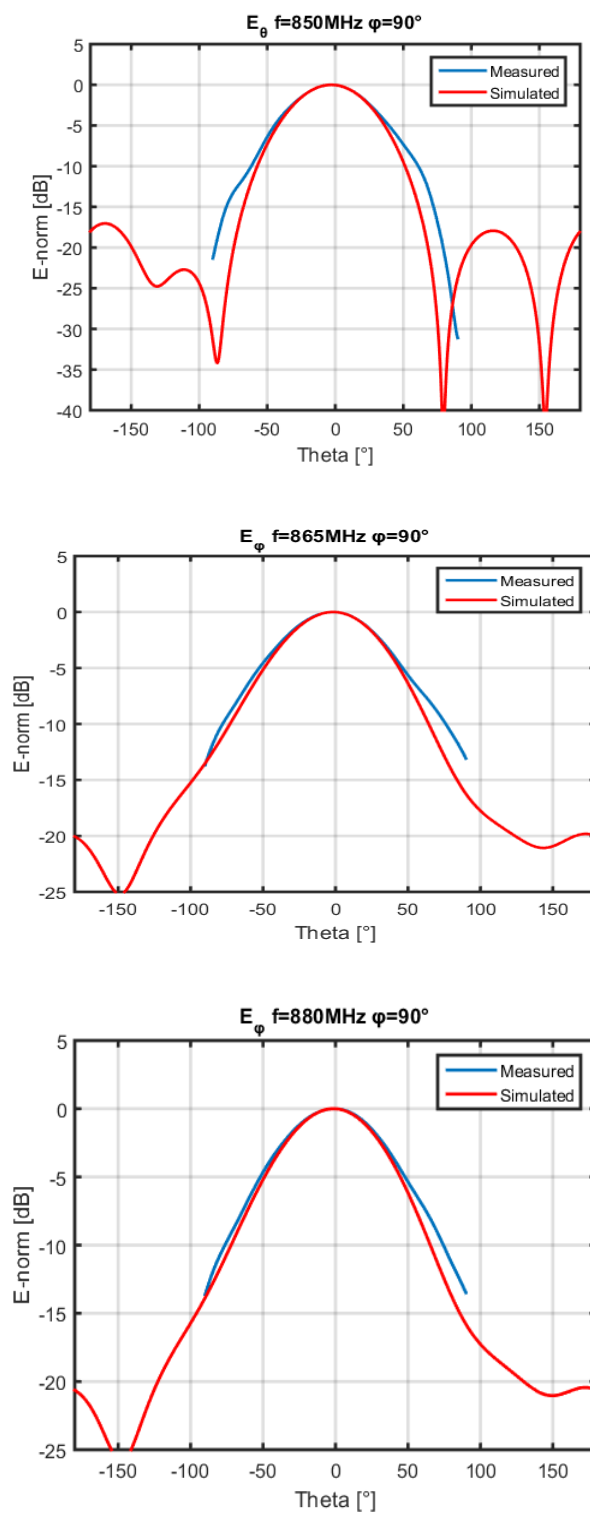


Figura 21: Confronto misure/simulazione dell'andamento della componente θ del campo elettrico per $f=850$ Mhz, 865 MHz, 880 MHz

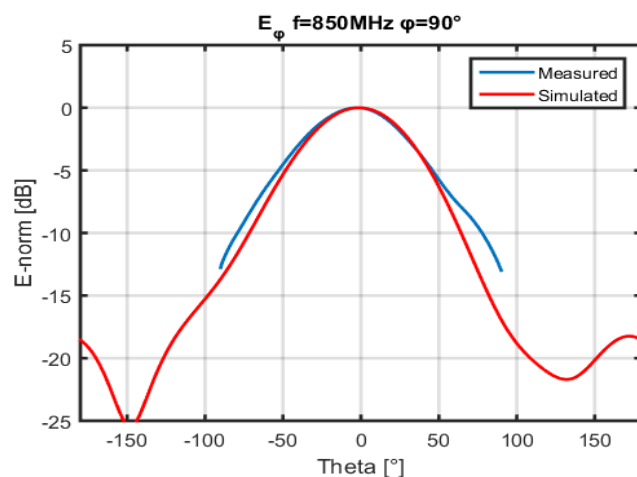
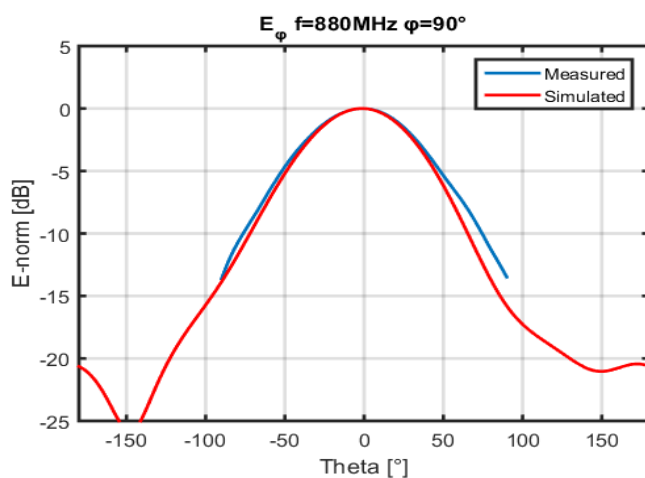
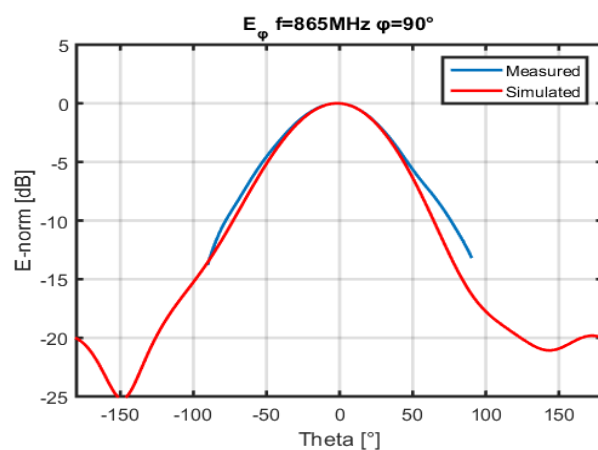


Figura 22: Confronto misure/simulazione dell'andamento della componente φ del campo elettrico per $f=850$ Mhz, 865 MHz, 880 MHz



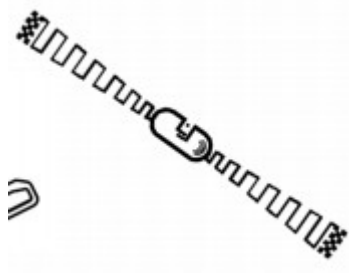
3.3.4 Test di Tag Detection

Per effettuare la prove di lettura del tag è stato utilizzato un reader di tag RFID (Reader ION-CAEN RFID) e due tipi diversi di tag: Inlay UH100 (LAB-ID) (dipole-like tag) e Inlay UH414 (LAB-ID) (folded dipole) mostrati in Fig.23.

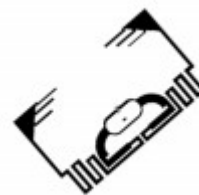
Il reader è stato utilizzato per misurare il parametro RSSI-Received Singal Strenght Indicator (potenza ricevuta dal tag [dBm]) in celle di 3cm x 3cm, sul piano a $z=5\text{cm}$ per due orientazioni spaziali del tag (lungo x e lungo y).



(a)



(b)



(c)

Figura 23: Strumenti utilizzati per il test: (a) Reader ION (b)Tag Inlay UH100 (c)Tag Inlay UH414

Vengono ora riportati i risultati delle prove effettuate a 5cm di distanza dall'antenna per le due polarizzazioni del tag per entrambi i tag.

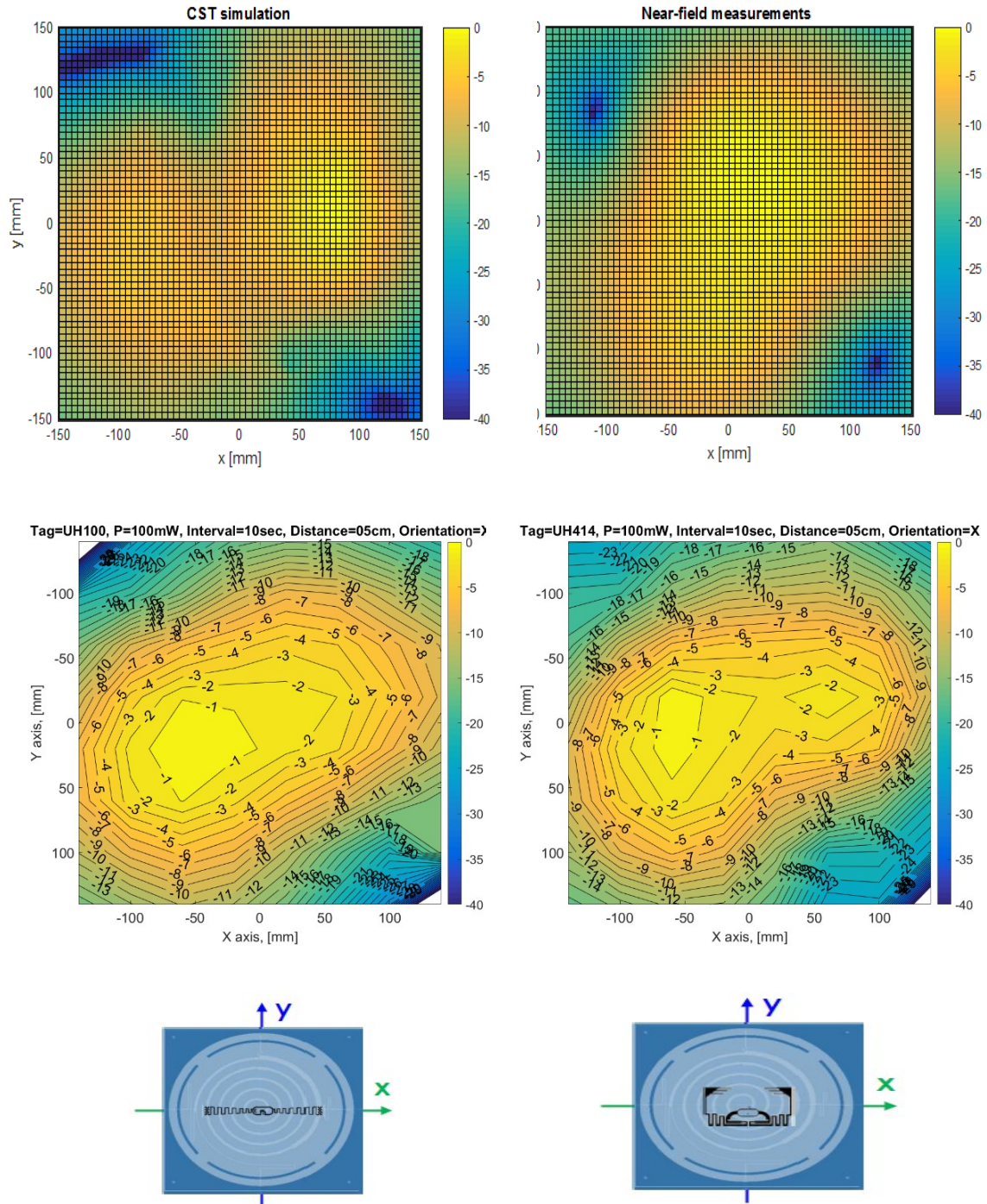


Figura 24: Risultati Test Tag Detection per $z=5\text{cm}$ per tag posizionato lungo x

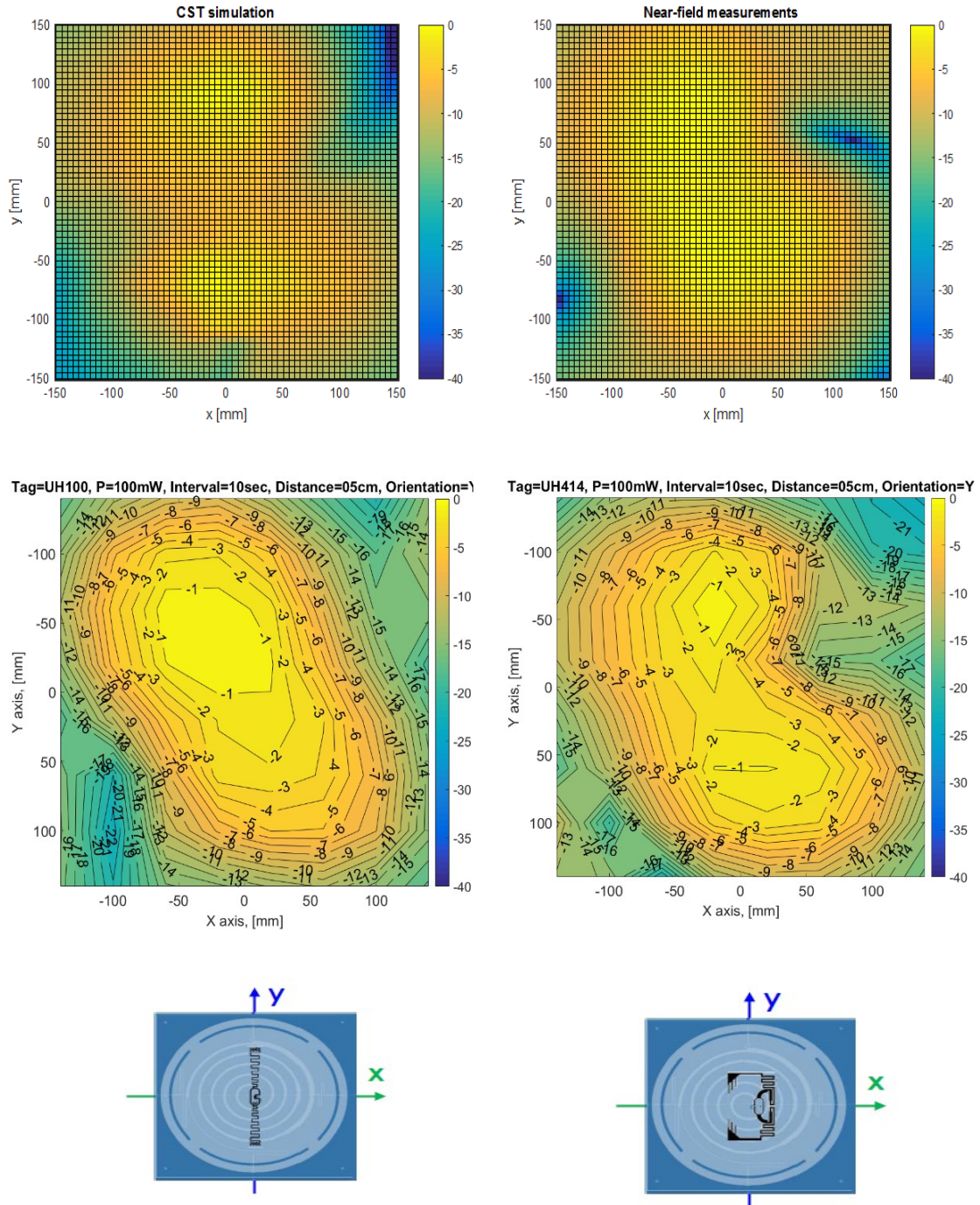


Figura 25: Risultati Test Tag Detection per $z=5\text{cm}$ per tag posizionato lungo y

Dai risultati ottenuti da questo test è possibile osservare che i valori più alti di RSSI si ottengono sempre in corrispondenza della regione centrale dell'antenna per entrambe le altezze e polarizzazioni. Si può notare inoltre che i massimi di campo elettrico misurato sono, in buona approssimazione, in corrispondenza dei massimi di RSSI. Di fatto c'è unbuono accordo tra andamento del campo misurato e distribuzione di RSSI.

3.4 Test effettuati sul prototipo in modalità di funzionamento Spiral TWA

Viene ora presentata la parte relativa ai test effettuati sul prototipo in configurazione Spiral TWA quindi senza alimentazione delle slot. L'antenna in questa configurazione, come già detto in precedenza, deve lavorare in regione di campo vicino reattivo, di fatto a pochi centimetri dalla superficie dell'antenna.

Per impostare l'antenna in modalità Spiral TWA è sufficiente non collegare il pin CTRL dello switch: in questo modo la linea di trasmissione a spirale si chiude su un carico a 50Ω pari alla impedenza caratteristica della linea.

Sono state effettuate le stesse prove fatte sul prototipo in modalità di funzionamento Modular antenna presentate in precedenza ma saranno presentati solo i risultati più significativi, quelli ottenuti dal test con VNA e misura di campo vicino e misura del guadagno dell'antenna..

In Fig.26 viene presentato il confronto tra il coefficiente di riflessione misurato e quello ottenuto dalle simulazioni. E' possibile osservare un buon accordo tra misure e simulazioni con l'andamento del parametro-S misurato abbondantemente al di sotto dei -10dB per tutta la banda misurata (800-950 MHz).

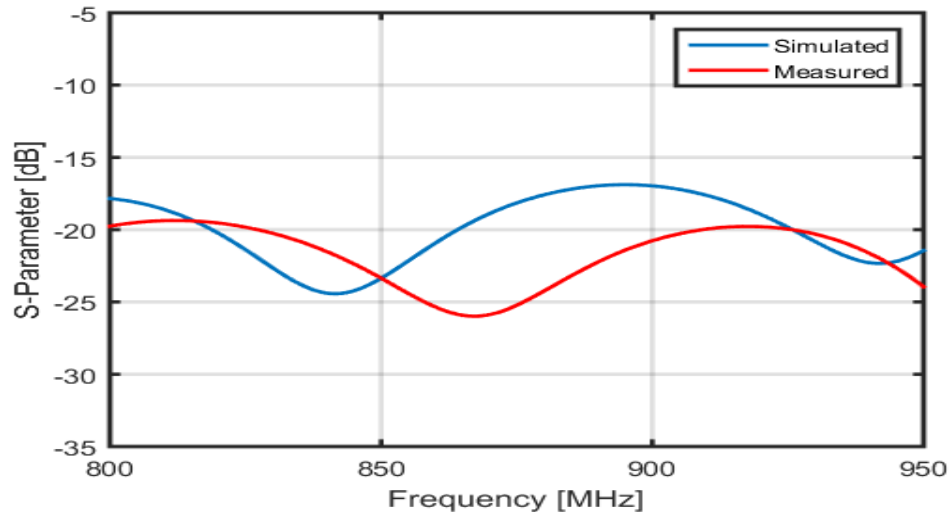


Figura 26: Confronto coefficiente di riflessione simulato/misurato in modalità Spiral TWA

Vengono ora presentati i risultati ottenuti dalla misure effettuate in camera anecoica utilizzando lo stesso setup descritto precedentemente per la modalità Modular antenna.

Vengono presentati, in Fig.27 e Fig.28, solo i risultati relativi al campo elettrico tangenziale, ottenuto dalla combinazione delle misure della componente x e y del campo elettrico alle due distanze $z=50\text{mm}$ e $z=100\text{mm}$.

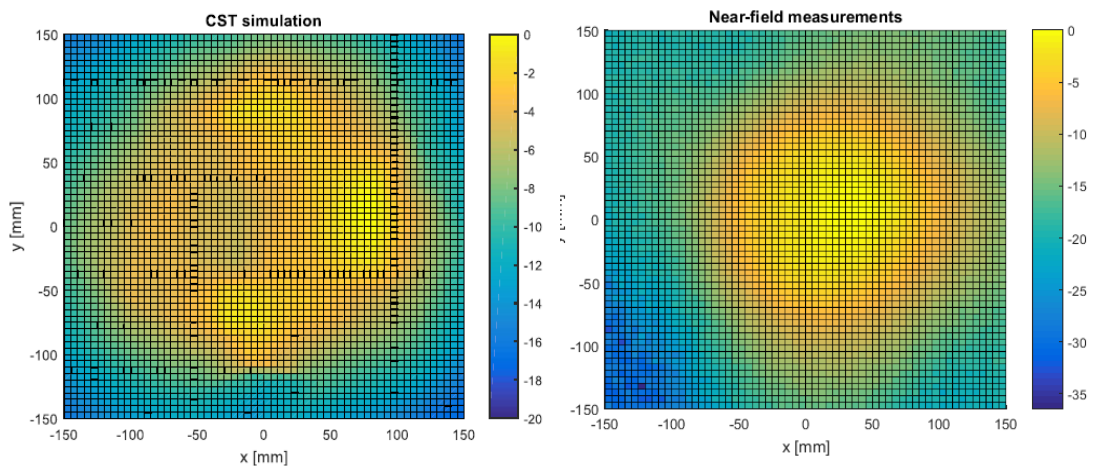


Figura 27: Confronto simulazione/misura Campo Totale $z=50\text{mm}$

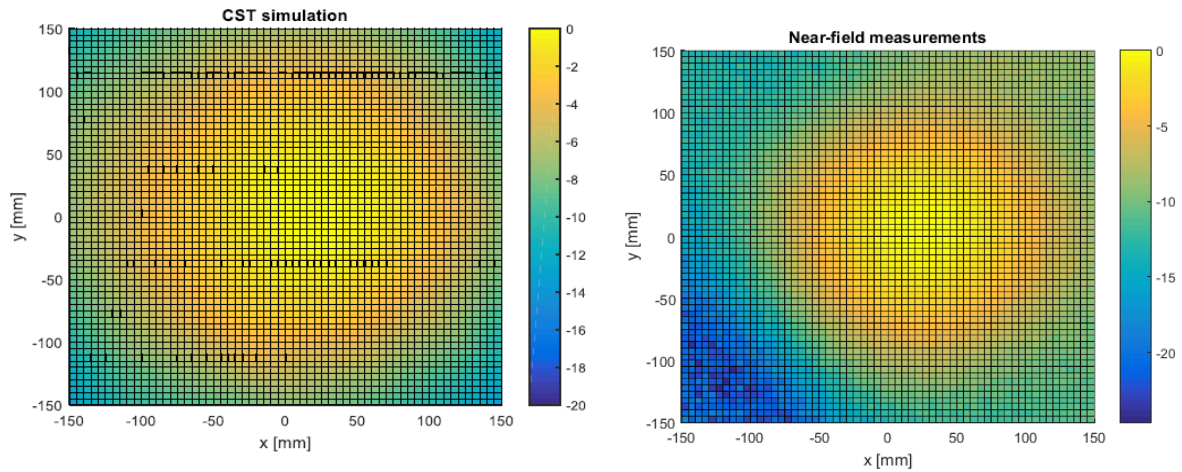


Figura 28: Confronto simulazione/misura Campo Totale $z=100\text{mm}$

Dalla figura appena presentata si può osservare che le misure sono in accordo con le simulazioni, l'andamento del campo elettrico presenta un massimo nella regione centrale dell'antenna e decade poi verso i bordi dell'antenna.

Viene presentato, in Fig.29, l'andamento del guadagno in direzione broadside. Viene confrontata la componente copolare misurata e simulata. E' possibile osservare il basso valore di gain in accordo con le ipotesi fatte sul funzionamento dell'antenna in modalità Spiral TWA.

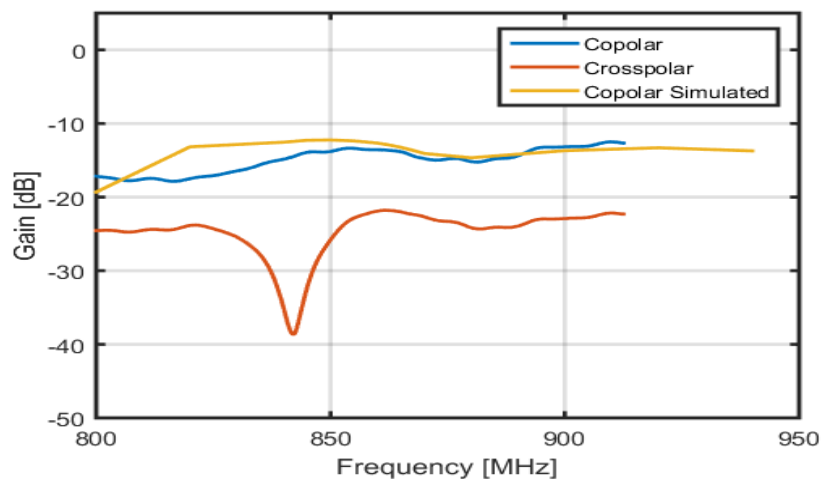
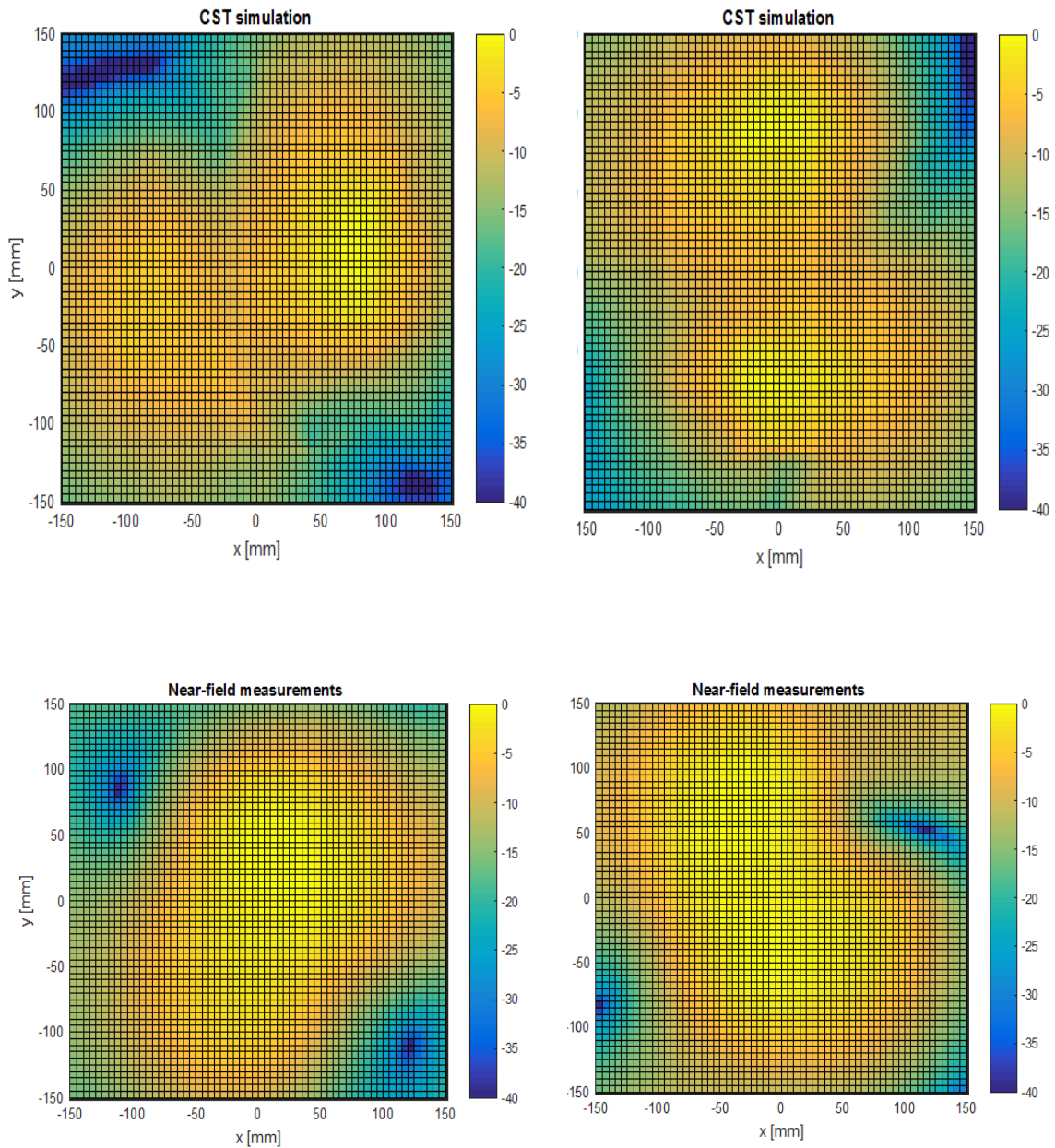


Figura 29: Confronto guadagno misurato/simulato in direzione broadside

3.5 Test di Ta-Detection in modalità Spiral TWA

Vengono riportati ora i risultati ottenuti dal test di tag detection effettuato in modo analogo a quanto descritto nel paragrafo 2.3.4 prima descritto. In Fig.30 è mostrato il confronto tra campo elettrico simulato, misurato e RSSI normalizzato per il tag UH100 posto sul piano a $z=5\text{cm}$ dalla superficie dell'antenna nelle due orientazioni spaziali lungo X e Y.



g=UH100, P=,300mW, Interval=10sec, Distance=05cm, Orientation=g=UH100, P=,300mW, Interval=10sec, Distance=05cm, Orientation=Y

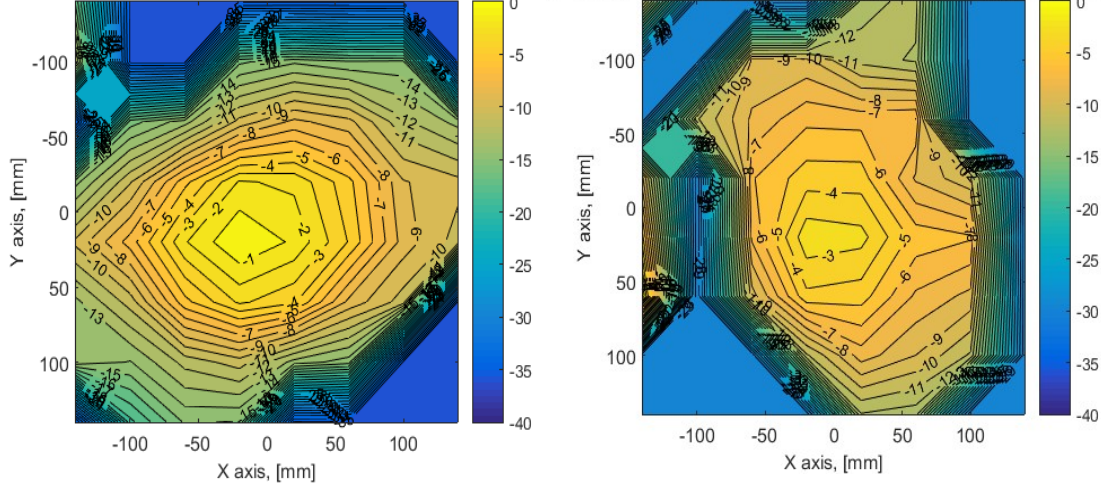


Figura 30: Confronto tra campo elettrico simulato, misurato e distribuzione spaziale di RSSI normalizzato per tag UH100 posizionato lungo X e lungo Y

Dalla figura appena presentata è possibile osservare che l'andamento del RSSI è in accordo con l'andamento del campo elettrico simulato esattamente come lo era nel caso della modalità Modular antenna.

3.6 Conclusioni

In questo capitolo è stato illustrato il processo di fabbricazione del prototipo ottenuto dal progetto realizzato nel Capitolo 2. Sono state presentate inoltre tutte le prove che sono state effettuate sul prototipo nelle due modalità di funzionamento: funzionamento in campo vicino reattivo e funzionamento in campo vicino reattivo e radiativo.

Le misure effettuate sul prototipo hanno fornito risultati in accordo con le simulazioni CST confermando sempre i risultati ottenuti via software.

Conclusioni

La tecnologia di identificazione a radiofrequenza è, oggi, oggetto di studi e ricerche nonostante subisca limitazioni a causa del suo costo e della sua affidabilità che molto spesso non soddisfano le esigenze richieste da una particolare applicazione ritardando di fatto la sua diffusione su scala mondiale. Tag e reader, infatti, sono ancora onerosi e non giustificano il loro utilizzo in settori dove la tracciabilità di oggetti non porta un guadagno immediato nella gestione del ciclo produttivo con l'obiettivo di ridurre i costi e il tempo di produzione, organizzare in maniera più efficiente il personale, assicurare un controllo rapido e privo di errori.

La tecnologia RFID operativa nella banda UHF è più sensibile a queste esigenze e promette che il costo di antenne ed etichette sia destinato a scendere quando i volumi di mercato saranno notevoli. Contemporaneamente alla tematica riguardante il costo, un altro fattore che può limitare l'espansione è costituito dall'*adattabilità*. Spesso infatti le prestazioni delle antenne non raggiungono l'eccellenza e l'impossibilità di riconoscere tutti gli item a disposizione è una caratteristica che sfiducia l'impiego di RFID in applicazioni delicate come quelle relative alla sicurezza e all'antitaccheggio, in quanto il cliente è disposto a compiere un investimento solo quando ha la matematica certezza che il sistema in questione è sicuro.

Allo stesso modo sarebbe preferibile anche che un sistema RFID sia veloce ad individuare la presenza e l'assenza degli oggetti per segnalare l'avvenuta di un furto e che vengano minimizzate le segnalazioni di falsi allarmi dovute principalmente ad un ambiente operativo poco favorevole (es: presenza di parti metalliche che causano riflessioni).

E' evidente il compromesso tra costo della tecnologia e affidabilità che pone ancora perplessità nel suo impiego e ancor oggi si cercano soluzioni più performanti e sicure. La singola applicazione determina quali scelte compiere in termini di distanza prevista tra antenna e tag, l'area di lettura occupata, la frequenza di utilizzo e quindi sul tipo di antenne e tag che vengono utilizzati.

L'obiettivo del progetto è stato quello di progettare, fabbricare e testare un'antenna per desktop reader operante nella banda UHF Europea 865-868 MHz . Nella progettazione dell'antenna è stato utilizzato il concetto di *riconfigurabilità*, grazie al quale è possibile fare delle antenne che si adattano meglio alla situazione e allo scenario in cui si trovano, che ha portato alla realizzazione di un'antenna innovativa che rientra, in letteratura, nella famiglia delle antenne *modulari* in grado di poter lavorare in due modi operativi diversi a seconda dello scenario di applicazione.

L'antenna proposta, formata dalla combinazione di una *Spiral TWA Antenna* e *Low-Gain Resonating Antenna*, è in grado operare nella zona di campo vicino reattivo e radiativo dell'antenna senza andare a modificare la potenza d'ingresso dell'antenna.

Sono stati effettuati test per la misura del coefficiente di riflessione, test in camera anecoica per la misura dell'andamento del campo vicino , misura di guadagno, rapporto assiale e diagrammi di irradiazione in camera anecoica per il far-field e test di tag detection.

Dai risultati ottenuti in fase di testing e dai confronti effettuati con i risultati ottenuti dalle simulazioni, si può constatare l'affidabilità del prototipo fabbricato e la corretta operatività nella lettura dei tag.

Elenco delle figure

Capitolo 1

Figura 1: Sistema RFID

Figura 2: Antenna Segmented-Loop ottenuta attraverso l'utilizzo di carichi capacitivi

Figura 3: Antenna Segmented-Loop ottenuta attraverso l'utilizzo di double-C shaped capacitors: (a) simple loop (b) square loop

Figura 4: Antenna Segmented Loop composta da quattro strip curve separate da quattro paia di tub di accoppiamento [22-23]

Figura 5: Antenna Coupled Dash-Line Loop: (a) single loop [23-24] (b) Grid-Array [30-32]

Figura 6: Antenna Large Planar Printed Transmission Line [50]: (a) vista 3D (b) vista laterale

Figura 7: Antenna basata sul CPS design [53-54]

Figura 8: *Snake Antenna* basata su tecnologia CPW [56]

Figura 9: Risultati della tag detection settando potenza di ingresso di 23 dBm con il tag UH113,LAB-ID

Figura 10: Risultati della tag detection settando potenza di ingresso di 23 dBm con il tag UH414,LAB-ID

Figura 11: Antenna Two-layered che utilizza due quasi-loop [59]

Figura 12: Dipolo Ripiegato Stampato basato sul concetto di ODCs: (a) A singolo elemento [66], (b) A doppio elemento

Figura 13: Array di dipoli ripiegati [74]

Figura 14: Linea di alimentazione stampata rettilinea chiusa su un carico resistivo [75]

Figura 15: Array lineare di slot elettricamente lunghe alimentati attraverso un set di microstriscie parallele chiuse in circuito aperto

Figura 16: La riconfigurabilità dell'antenna può essere utilizzata per cambiare l'orientazione del campo generato

Figura 17: Modular Antenna costituita da array 2x1 di patch CP miniaturizzati

alimentati in serie da una linea di trasmissione a spirale

Figura 18: Distribuzione del RSSI al variare della posizione del tag LABID UH414 dal centro dell'antenna con potenza d'ingresso 23 dBm per due orientazioni ortogonali del tag e per entrambe le configurazioni

Figura 19: Numero di tag rilevati sulla superficie dell'antenna attraverso l'impiego di 11 LABID UH414 impilati a una distanza di 2cm l'uno dall'altro fino ad un'altezza di 20cm risetto alla superficie dell'antenna: (a)Modular Antenna @ tag lungo x (b) Modular Antenna @ tag lungo y (c) Spiral TWA @ tag lungo x (d) Spiral TWA @ tag lungo y

Figura 20: Modular Antenna composta da due elementi: una linea di trasmissione a spirale che alimenta una antenna a ring slot

Capitolo 2

Figura 1: Elementi principali della Circular Modular Antenna:(a)layout della Spiral Travelling Wave Antenna (TWA) (b)Layout low-gain resonating

Figura 2: Formula Calcolo Impedenza Caratteristica della linea di trasmissione

Figura 3: Circuito equivalente della matching network. Le 4 slot sono alimentate con microstriscie a 100Ω

Figura 4: Layout Circular Modular Antenna

Figura 5: Layout Circular Modular Antenna in modalità Spiral TWA

Figura 6: Andamento parametro-S

Figura 7: Andamento ampiezza campo elettrico @866 MHz

Figura 8: Andamento Guadagno direzione broadside

Figura 9: Misura potenza alimentazione slot

Figura 10: (a) Confronto fasi del parametro S tra le slot (b) Confronto ampiezza [dB] del parametro S tra slot

Figura 11: Andamento Rapporto Assiale al variare della frequenza

Figura 12: Andamento Guadagno in Far-Field al variare della frequenza

Figura 13: Andamento Parametro-S in Test1

Figura 14: Andamento Impedenza d'Ingresso Test1

Figura 15: Andamento Rapporto Assiale Test1

Figura 16 : Confronto Pattern 3D della Direttività tra Run2 e Run4 in Test1

Figura 17 : Nuova Configurazione dell'Antenna usata in Test 2

Figura 18 : Andamento Rapporto Assiale Test2

Figura 19: Nuova Configurazione dell'Antenna usata in Test3

Figura 20: Andamento Rapporto Assiale in Test3

Figura 21: Pattern 3D della Direttività calcolato a 866 MHz

Figura 22: Configurazione con piano riflettore

Figura 23: Andamento Rapporto Assiale-ottimizzazione piano riflettore

Capitolo 3

Figura 1: Macchine utilizzate per fabbricazione prototipo

Figura 2: Switch ADG901: (a) Diagramma funzionale a blocchi (b) Piedinatura

Figura 3: Realizzazione prototipo: (a) Top-layer (b) Bottom-layer (c) Switch ADG901

Figura 4: Prototype_1: Realizzazione *Circular Modular Antenna*

Figura 5: VNA (Vector Network Analyzer)

Figura 6: Confronto Parametro-S Misurato/Simulato per configurazione Modular antenna

Figura 7: Sonda per misura in campo vicino: (a) Sostegno plastico (b) Dettagli della Sonda di campo elettrico

Figura 8: (a) Allestimento camera anecoica Near-Field (b) Sistema di riferimento relativo all'antenna

Figura 9: Sistema di riferimento: (a) Prova per componente x (b) Prova per componente y

Figura 10-11-12-13-14-15: Confronto Misure/Simulazioni: (a) Visualizzazione 2D del campo elettrico (b) Visualizzazione 3D del campo elettrico (c) Sovrapposizione tra misure e simulazioni (in rosa)

Figura 16 : Test Far-Field: (a) Allestimento camera anecoica (b) = sistema di riferimento

Figura 17 : Andamento Rapporto Assiale in direzione Broadside

Figura 18 : Gain- componente copolare e crosspolare

Figura 19: Confronto misure/simulazione dell' andamento della componente θ del campo elettrico per $f=850$ Mhz, 865 MHz, 880 MHz

Figura 20: Confronto misure/simulazione dell' andamento della componente ϕ del campo elettrico per $f=850$ Mhz, 865 MHz, 880 MHz

Figura 21: Confronto misure/simulazione dell' andamento della componente θ del campo elettrico per $f=850$ Mhz, 865 MHz, 880 MHz

Figura 22: Confronto misure/simulazione dell' andamento della componente ϕ del campo elettrico per $f=850$ Mhz, 865 MHz, 880 MHz

Figura 23: Strumenti utilizzati per il test: (a) Reader ION (b) Tag Inlay UH100 (c) Tag Inlay UH414

Figura 24: Risultati Test Tag Detection per $z=5$ cm per tag posizionato lungo x

Figura 25: Risultati Test Tag Detection per $z=5$ cm per tag posizionato lungo y

Figura 26: Confronto coefficiente di riflessione simulato/misurato in modalita Spiral TWA

Figura 27: Confronto simulazione/misura Campo Totale $z=50$ mm

Figura 28: Confronto simulazione/misura Campo Totale $z=100$ mm

Figura 29: Confronto guadagno misurato/simulato in direzione broadside

Figura 30: Confronto tra campo elettrico simulato, misurato e distribuzione spaziale di RSSI normalizzato per tag UH100 posizionato lungo X e lungo Y

Bibliografia

- [1] P. V. Nikitin, K. V. S. Rao, and S. Lazar, “An Overview of Near Field UHF RFID,” in *IEEE International Conference on RFID*, 2007, pp. 167–174.
- [2] Y.-S. Chen, S.-Y. Chen, and H.-J. Li, “Analysis of Antenna Coupling in Near-Field Communication Systems,” *IEEE Trans. Antennas and Propagation*, vol. 58, no. 10, pp. 3327–3335, Oct 2010.
- [3] Y.-S. Chen and S.-Y. Chen, “Analysis of antenna coupling in near-field RFID systems,” in *IEEE Antennas and Propagation Society International Symposium, (APSURSI)*, 2009, pp. 1–4.
- [4] Fuschini, C. Piersanti, L. Sydanheimo, L. Ukkonen, and G. Falciasecca, “Electromagnetic Analyses of Near Field UHF RFID Systems,” *IEEE Trans. Antennas and Propagation*, vol. 58, no. 5, pp. 1759–1770, May 2010.
- [5] A. Buffi, P. Nepa, and G. Manara, “Analysis of near-field coupling in UHF-RFID systems,” in *IEEE-APS Topical Conference on Antennas and Propagation in Wireless Communications (APWC)*, 2011, pp. 931–934.
- [6] A. Buffi, A. Michel, R. Caso, and P. Nepa, “Near-field coupling in UHF RFID systems,” in *Proceedings of 2013 URSI International Symposium on Electromagnetic Theory (EMTS)*, 2013, pp. 408–411.
- [7] C. de Souza, T. P. Vuong, Y. Duroc, and A. Luce, “Normalized power calculation to UHF RFID passive tags characterization,” in *IEEE Brasil RFID*, 2014, pp. 54–56.
- [8] C. de Souza, Y. Duroc, T. P. Vuong, and A. Luce, “Quantitative evaluation of power transfer efficiency of UHF RFID passive systems,” *Electronic Letters*, vol. 51, no. 12, pp. 932–933, 2015.
- [9] A. Michel, A. Nepa, P., “UHF-RFID Desktop Reader Antennas: Performance Analysis in the Near-Field Region”, to appear on *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, 2016.

- [10] A. Michel, R. Caso, A. Buffi, P. Nepa, and G. Isola, “Modular antenna for reactive and radiative near-field regions of UHF-RFID desktop readers,” in *XXXIth URSI General Assembly and Scientific Symposium (URSI GASS)*, 2014, pp. 1–4.
- [11] Z. Frank, “Low profile near field antenna for RFID application,” in *IEEE International Conference on Microwaves, Communications, Antennas and Electronic Systems (COMCAS)*, 2008, pp. 1–8.
- [12] X. Qing and Z. N. Chen, “UHF near-field RFID antennas,” in *International Workshop on Antenna Technology (iWAT)*, 2010, pp. 1–4.
- [13] M. Dobkin, S. M. Weigand, and N. Iye, “Segmented Magnetic Antennas for Near-field UHF RFID”, *Microwave Journal*, 2007
- [14] Y.-K. Jung and B. Lee, “Capacitively loaded loop antenna fed by wideband metamaterial balun,” in *IEEE Antennas and Propagation Society International Symposium, 2009. APSURSI '09*, 2009, pp. 1–4.
- [15] X. Qing, Z. N. Chen, and C. K. Goh, “UHF near-field RFID reader antenna with capacitive couplers,” *Electron. Lett.*, vol. 46, no. 24, pp. 1591–1592, Nov. 2010.
- [16] Y. S. Ong, X. Qing, C. K. Goh, and Z. N. Chen, “A segmented loop antenna for UHF near-field RFID,” in *2010 IEEE Antennas and Propagation Society International Symposium (APSURSI)*, 2010, pp. 1–4.
- [17] X. Qing and Z. N. Chen, “UHF near-field segmented loop antennas with enlarged interrogation zone,” in *2012 IEEE International Workshop on Antenna Technology (iWAT)*, 2012, pp. 132–135.
- [18] X. Qing, Z. N. Chen, J. Shi, and C. K. Goh, “Zero-phase-shift line antennas,” in *2013 International Workshop on Antenna Technology (iWAT)*, 2013, pp. 179–182.
- [19] J. Shi, X. Qing, Z. N. Chen, and C. K. Goh, “Electrically Large Dual-Loop Antenna for UHF Near-Field RFID Reader,” *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 61, no. 3, pp. 1019–1025, Mar. 2013.

- [20] A. Sharma, I. J. G. Zuazola, J. C. Batchelor, and A. Perallos, “Dual Purpose Near- and Far-Field UHF RFID Coil Antenna With Non Uniformly Distributed-Turns,” *IEEE Antennas Wirel. Propag. Lett.*, vol. 14, pp. 1342–1345, 2015.
- [21] H.-W. Liu, C.-F. Yang, C.-H. Weng, H.-L. Kuo, K.-H. Wu, and Y.-S. Lin, “An UHF reader antenna design for near-field RFID Applications,” in *Microwave Conference, 2009. APMC 2009. Asia Pacific*, 2009, pp. 2394–2397.
- [22] H.-W. Liu, K.-H. Wu, and C.-F. Yang, “UHF reader loop antenna for near-field RFID applications,” *Electron. Lett.*, vol. 46, no. 1, pp. 10–11, Jan. 2010.
- [23] X. Qing, C. K. Goh, and Z. N. Chen, “Segmented loop antenna for UHF near-field RFID applications,” *Electron. Lett.*, vol. 45, no. 17, pp. 872–873, Agosto 2009.
- [24] X. Qing, C. K. Goh, and Z. N. Chen, “UHF near-field RFID reader antenna,” in *Microwave Conference, 2009. APMC 2009. Asia Pacific*, 2009, pp. 2383–2386.
- [25] X. Qing, C. K. Goh, and Z. N. Chen, “A Broadband UHF Near-Field RFID Antenna,” *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 58, no. 12, pp. 3829–3838, December 2010.
- [26] X. Qing and Z. N. Chen, “Segmented spiral antenna for UHF near-field RFID,” in *2011 IEEE International Symposium on Antennas and Propagation (APSURSI)*, 2011, pp. 996–999.
- [27] J. Shi, X. Qing, and Z. N. Chen, “A cavity backed UHF near-field segmented loop antenna,” in *2012 IEEE Asia-Pacific Conference on Antennas and Propagation (APCAP)*, 2012, pp. 25–26.
- [28] X. Li, J. Liao, Y. Yuan, and D. Yu, “Segmented Coupling Eye-Shape UHF band near field antenna design,” in *Microwave Conference, 2009. APMC 2009. Asia Pacific*, 2009, pp. 2401–2404.

- [29] H. Liu, Y. Liu, and S. Gong, “An MNG-TL loop antenna for UHF nearfield RFID applications,” in *2014 3rd Asia-Pacific Conference on Antennas and Propagation (APCAP)*, 2014, pp. 473–475.
- [30] J. Shi, X. Qing, and Z. N. Chen, “Electrically Large Zero-Phase-Shift Line Grid-Array UHF Near-Field RFID Reader Antenna,” *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 62, no. 4, pp. 2201–2208, Apr. 2014.
- [31] J. Shi, L. Lin, X. Qing, Z. N. Chen, H. Tang, L. Zhou, and H. Chu, “Electrically large dual-loop antenna for UHF near-field RFID readers,” in *2013 IEEE International Workshop on Electromagnetics (iWEM)*, 2013, pp. 31–34.
- [32] L. Lin, J. Shi, X. Qing, and Z. N. Chen, “UHF electrically large nearfield RFID reader antenna using segmented loop unit,” in *2013 Proceedings of the International Symposium on Antennas Propagation (ISAP)*, 2013, vol. 02, pp. 1328–1331.
- [33] R. Pansomboon, C. Phongcharoenpanich, and S. Kawdungta, “Improvement of multiple loop antenna for near-field UHF RFID applications,” in *2014 IEEE International Workshop on Electromagnetics (iWEM)*, 2014, pp. 139–140.
- [34] L. Catarinucci, R. Colella, L. Mainetti, V. Mighali, L. Patrono, I. Sergi, and L. Tarricone, “An innovative animals tracking system based on passive UHF RFID technology,” in *2012 20th International Conference on Software, Telecommunications and Computer Networks (SoftCOM)*, 2012, pp. 1–7.
- [35] M. Daiki, E. Perret, and S. Tedjini, “Design of near field UHF RFID reader antenna integrated into clothing,” in *2014 IEEE RFID Technology and Applications Conference (RFID-TA)*, 2014, pp. 261–265.
- [36] Z. N. Chen, C. K. Goh, and X. Qing, “Loop antenna for UHF near-field RFID reader,” in *2010 Proceedings of the Fourth European Conference on Antennas and Propagation (EuCAP)*, 2010, pp. 1–4.
- [37] X. Li, Z. Sun, and Y. Liu, “Double-layer folded loop antenna for UHF

near-field RFID applications,” in *2012 IEEE Asia-Pacific Conference on Antennas and Propagation (APCAP)*, 2012, pp. 81–82.

[38] X. Li and Z. Yang, “Dual-Printed-Dipoles Reader Antenna for UHF Near-Field RFID Applications,” *IEEE Antennas Wirel. Propag. Lett.*, vol. 10, pp. 239–242, 2011.

[39] X.-D. Wei, H.-L. Zhang, and B.-J. Hu, “Novel Broadband Center-Fed UHF Near-Field RFID Reader Antenna,” *IEEE Antennas Wirel. Propag. Lett.*, vol. 14, pp. 703–706, 2015.

[40] X.-D. Wei, B.-J. Hu, and H.-L. Zhang, “Novel UHF Near-Field RFID Reader Antenna Based on Double-Sided Parallel-Strip Line,” *IEEE Antennas Wirel. Propag. Lett.*, vol. 13, pp. 419–422, 2014.

[41] X.-D. Wei, H.-L. Zhang, and B.-J. Hu, “Novel UHF near-field RFID reader antenna for handheld devices,” in *2014 IEEE International Conference on Signal Processing, Communications and Computing (ICSPCC)*, 2014, pp. 36–39.

[42] Q. Wu, X. Ding, and C. Feng, “A multilayer printed dipoles for UHF near-field RFID reader,” in *2012 5th Global Symposium on Millimeter Waves (GSMM)*, 2012, pp. 591–594.

[43] X. M. Ding, K. Zhang, H. Yu, L. Zhu, C. N. Feng, and Q. Wu, “A Novel Magnetic Coupling UHF Near Field RFID Reader Antenna Based on Multilayer-Printed-Dipoles Array,” *IEEE Trans. Magn.*, vol. 50, no. 1, pp. 1–4, Gennaio 2014.

[44] T.-H. Lin, Y.-F. Lin, H.-M. Chen, and J. C. Hsu, “Compact UHF nearfield RFID reader antenna,” in *2014 International Symposium on Antennas and Propagation (ISAP)*, 2014, pp. 629–630.

[45] Ye, C. Zhang, H. Chen, and Z. Wang, “A UHF near-field RFID system with contactless inductively coupled antenna,” in *2012 IEEE International Symposium on Radio-Frequency Integration Technology (RFIT)*, 2012, pp. 131–133.

[46] R. Medeiros, J. R. Costa, and C. A. Fernandes, “RFID Smart Shelf

With Confined Detection Volume at UHF,” *IEEE Antennas Wirel. Propag. Lett.*, vol. 7, pp. 773–776, 2008.

[47] R. Medeiros, J. R. Costa, and C. A. Fernandes, “RFID Reader Antennas for Tag Detection in Self-Confined Volumes at UHF,” *IEEE Antennas Propag. Mag.*, vol. 53, no. 2, pp. 39–50, Apr. 2011.

[48] T. Lu, Q. Liu, Y. Yang, and X. He, “A simple UHF RFID near-field reader antenna based on micro-stripe transmission line,” in *2014 3rd Asia-Pacific Conference on Antennas and Propagation (APCAP)*, 2014, pp. 193–196.

[49] D.-H. Park, E.-C. Lim, K. Wei, H.-M. Park, S.-B. Min, J.-W. Yu, and M.-Q. Lee, “UHF-band RFID reader front-end architecture using ringhybrid for near-field applications,” in *Microwave Conference (EuMC), 2011 41st European*, 2011, pp. 980–983.

[50] C.-Y. Wu, J. Du, A.-K. Ren, and J.-Y. Li, “Large-area RFID reader antenna for smart shelf at UHF,” *Electron. Lett.*, vol. 48, no. 15, pp. 899–900, Jul. 2012.

[51] G. Manzi, “Use of transmission lines as near field antenna in UHF RFID,” in *2012 IEEE International Conference on RFID-Technologies and Applications (RFID-TA)*, 2012, pp. 319–322.

[52] W.-S. Lee, K.-S. Oh, and J.-W. Yu, “Design of spiral-shaped UHF nearfield reader antenna for RFID applications,” in *2011 IEEE MTT-S International Microwave Workshop Series on Intelligent Radio for Future Personal Terminals (IMWS-IRFPT)*, 2011, pp. 1–2.

[53] Ren, C. Wu, Y. Gao, and Y. Yuan, “A Robust UHF Near-Field RFID Reader Antenna,” *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 60, no. 4, pp. 1690–1697, Apr. 2012.

[54] Ren, C. Wu, T. Wang, and B. Yao, “A novel design for UHF near-field RFID reader antenna based on traveling wave,” in *2010 12th IEEE International Conference on Communication Technology (ICCT)*, 2010, pp. 239–242.

- [55] Y. Yuan and D. Yu, “UHF RFID shelf solution with cascaded reader antenna and positioning capability,” in *2012 IEEE International Conference on RFID (RFID)*, 2012, pp. 149–156.
- [56] A. Michel, A. Buffi, R. Caso, P. Nepa, G. Isola, and H. T. Chou, “Design and performance analysis of a planar antenna for near-field UHF-RFID desktop readers,” in *Microwave Conference Proceedings (APMC), 2012 Asia-Pacific*, 2012, pp. 1019–1021.
- [57] A. Michel, R. Caso, A. Buffi, P. Nepa, and G. Isola, “Meandered TWAS array for near-field UHF RFID applications,” *Electron. Lett.*, vol. 50, no. 1, pp. 17–18, Jan. 2014.
- [58] A. Michel, R. Caso, A. Buffi, P. Nepa, and G. Isola, “An array of meander Travelling Wave Antennas for near-field UHF-RFID readers,” in *2013 IEEE Antennas and Propagation Society International Symposium (APSURSI)*, 2013, pp. 1732–1733.
- [59] Z. Xing, L. Wang, C. Wu, and K. Wei, “Study of broadband near-field antenna for ultra-highfrequency radio frequency identification applications,” *IET Microw. Antennas Propag.*, vol. 5, no. 14, pp. 1661–1669, Nov. 2011.
- [60] Y. Liu, X.-Z. Lai, Z.-M. Xie, and X. Wang, “Near-field RFID reader antenna design,” in *2010 IEEE International Conference on RFID Technology and Applications (RFID-TA)*, 2010, pp. 54–56.
- [61] J. Choo, D. Kim, and J. Ryoo, “Simple and planar near-field reader antenna,” in *2012 IEEE Antennas and Propagation Society International Symposium (APSURSI)*, 2012, pp. 1–2.
- [62] Q. Yang, J. Liu, and S. Safavi-Naeini, “Design of novel slot UHF nearfield antenna for RFID applications,” in *2013 Proceedings of the International Symposium on Antennas Propagation (ISAP)*, 2013, vol. 02, pp. 1325–1327.
- [63] C. Cho, J. Ryoo, I. Park, and H. Choo, “Design of a novel ultra-high frequency radio-frequency identification reader antenna for near-field

communications using oppositely directed currents,” *IET Microw. Antennas Propag.*, vol. 4, no. 10, pp. 1543–1548, Oct. 2010.

[64] C. Cho, C. Lee, J. Ryoo, and H. Choo, “Planar Near-Field RFID Reader Antenna for Item-Level Tagging,” *IEEE Antennas Wirel. Propag. Lett.*, vol. 10, pp. 1100–1103, 2011.

[65] Lee, C. Cho, J. Ryoo, I. Park, and H. Choo, “Planar near-field RFID reader antenna using opposite-directed currents,” in *IEEE International Workshop on Antenna Technology, 2009. iWAT 2009*, 2009, pp. 1–4.

[66] X. Ding, Q. Wu, K. Zhang, and C. Feng, “A Magnetic Coupling Dipole for UHF Near-Field RFID Reader,” *IEEE Trans. Magn.*, vol. 48, no. 11, pp. 4305–4308, Nov. 2012.

[67] L. Shen, W. Tang, H. Xiang, and W. Zhuang, “A novel antenna achieving null-less magnetic field distribution for near-field UHF RFID,” in *2014 International Symposium on Antennas and Propagation (ISAP)*, 2014, pp. 547–548.

[68] J. K. Pakkathillam, M. Kanagasabai, C. Varadhan, and P. Sakthivel, “A Novel Fractal Antenna for UHF Near-Field RFID Readers,” *IEEE Antennas Wirel. Propag. Lett.*, vol. 12, pp. 1141–1144, 2013.

[69] J.-S. Kim, W.-K. Choi, and G.-Y. Choi, “UHF RFID near field reader antenna for item level applications,” *Microw. Opt. Technol. Lett.*, vol. 52, no. 5, pp. 1116–1119, Maggio 2010.

[70] L. Shen, H. Xiang, W. Tang, W. Zhuang, and J. Ma, “An end-fire dipole array for big interrogation zone of near-field RFID,” in *2015 IEEE International Symposium on Antennas and Propagation USNC/URSI National Radio Science Meeting*, 2015, pp. 1582–1583.

[71] C. Cui, Y. Yao, J. Yu, and X. Chen, “Design of a novel UHF RFID reader antenna for near-field applications,” in *2015 IEEE International Symposium on Antennas and Propagation USNC/URSI National Radio Science Meeting*, 2015, pp. 1580–1581.

- [72] A. S. Andrenko and M. Kai, “Novel design of UHF RFID near-field antenna for smart shelf applications,” in *Microwave Conference Proceedings (APMC), 2013 Asia-Pacific*, 2013, pp. 242–244.
- [73] Boursianis, T. Samaras, A. C. Polycarpou, and J. N. Sahalos, “A UHF RFID reader antenna for searching tagged items,” in *2014 IEEE RFID Technology and Applications Conference (RFID-TA)*, 2014, pp. 193–198.
- [74] A. S. Andrenko, “Optimized near-field antenna for UHF RFID smart shelf applications,” in *2015 IEEE International Symposium on Antennas and Propagation USNC/URSI National Radio Science Meeting*, 2015, pp. 1576–1577.
- [75] J. Hong, J. Choo, J. Ryoo, and C. Choi, “A shelf antenna using near-field without dead zones in UHF RFID,” in *IEEE International Conference on Industrial Technology, 2009. ICIT 2009*, 2009, pp. 1–4.
- [76] W. Choi, J.-S. Kim, J.-H. Bae, G. Choi, and J.-S. Chae, “Near-field antenna for RFID smart shelf in UHF,” in *IEEE Antennas and Propagation Society International Symposium, 2009. APSURSI '09*, 2009, pp. 1–4.
- [77] W. Choi, J.-S. Kim, J.-H. Bae, G. Choi, and J.-S. Chae, “Near-field antenna for a radio frequency identification shelf in the uhf band,” *IET Microw. Antennas Propag.*, vol. 4, no. 10, pp. 1538–1542, Oct. 2010.
- [78] W. Choi, J.-H. Bae, J.-S. Chae, and C.-W. Park, “U-shaped slot-array antenna for RFID shelf in the UHF,” in *2011 IEEE International Symposium on Antennas and Propagation (APSURSI)*, 2011, pp. 1449–1451.
- [79] T. Yamagajo and M. Kai, “A circularly polarized planar antenna for near field and far field communication systems,” in *2015 IEEE International Symposium on Antennas and Propagation USNC/URSI National Radio Science Meeting*, 2015, pp. 1570–1571.
- [80] R. Caso, A. Michel, A. Buffi, P. Nepa, and G. Isola, “A modular antenna for UHF RFID near-field desktop reader,” in *2014 IEEE RFID Technology and Applications Conference (RFID-TA)*, 2014, pp. 204–207.

- [81] A. Michel, R. Caso, A. Buffi, and P. Nepa, “Multifunctional modular antenna for near-field ultra-high frequency radio frequency identification readers”, to appear on *IET Microwave, Antennas & Propagation*, 2016
- [82] A. Michel, A. Buffi, R. Caso, and P. Nepa, “A two-element modular antenna for near-field UHF RFID applications,” in *Radio Science Conference (URSI AT-RASC), 2015 1st URSI Atlantic*, 2015, pp. 1–1.
- [83] A. Michel, A. Buffi, R. Caso, and P. Nepa, “A scalable modular antenna configuration to extend the detection volume of a near-field UHF-RFID desktop reader,” in *2015 IEEE International Symposium on Antennas and Propagation USNC/URSI National Radio Science Meeting*, 2015, pp. 1766–1767.
- [84] L. Borja, A. Belenguer, J. Cascon, and J. R. Kelly, “A Reconfigurable Passive UHF Reader Loop Antenna for Near-Field and Far-Field RFID Applications,” *IEEE Antennas Wireless Propagation Letters*, vol. 11, pp. 580–583, 2012.

